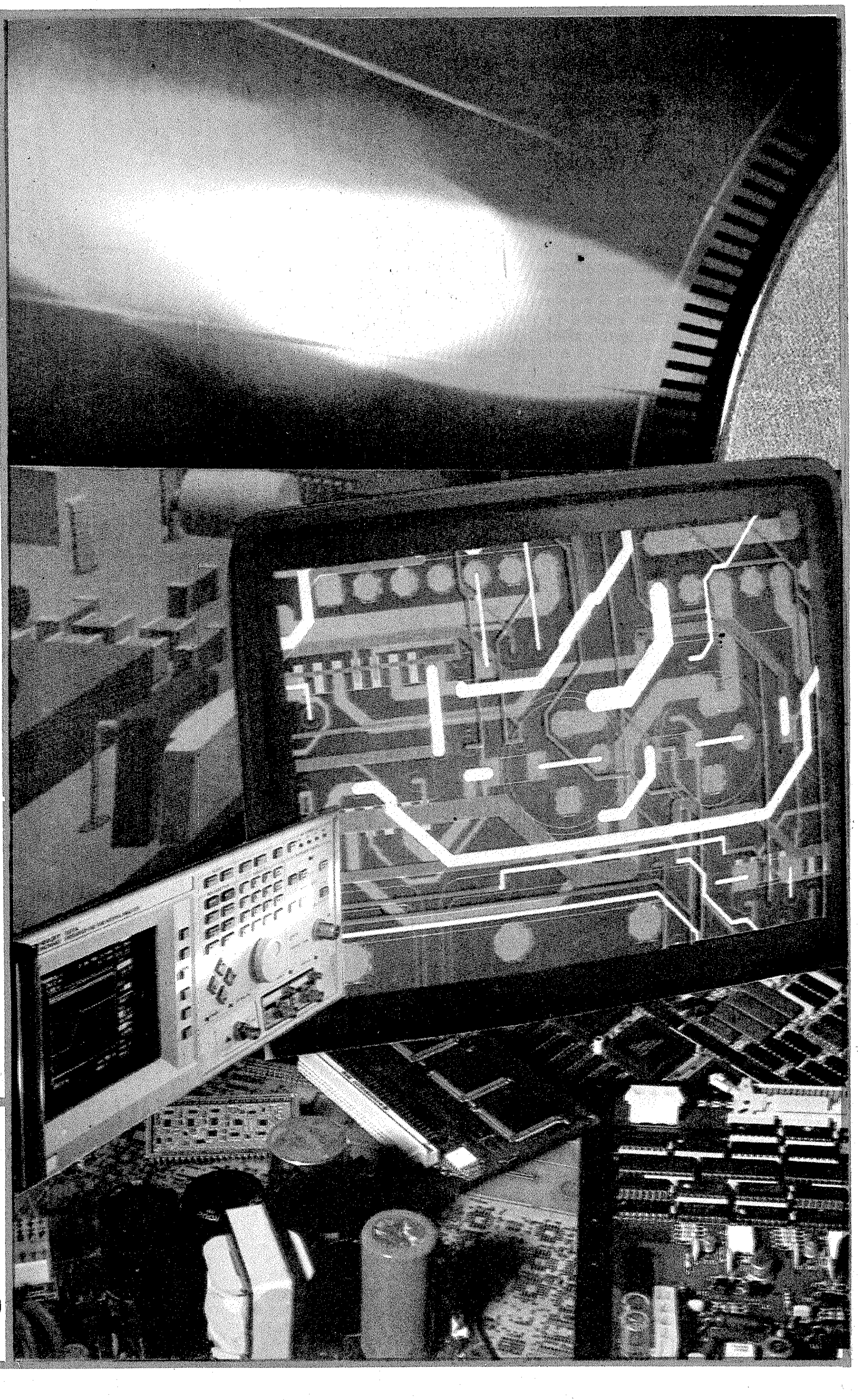
Tehnium

ANUL XXII — NR. 256 **3/1992**

SUMAR



REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM",
BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON: 18 35 66—17 60 10/2059

PREȚUL 50 LEI

PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR

Dr. ing. ȘERBAN RADU IONESCU, YO3AVO

(URMARE DIN NR. TRECUT)

5.2.2. **Autotransformator cu una sau două prize**

Deși în program nu este prevăzut un model distinct pentru autotransformator, se pot analiza cu el și circuite care conțin astfel de componente. La baza acestei afirmații stau relații simple de echivalență autotransformator-transformator. Înainte de a vedea cum se poate face echivalarea din punct de vedere al analizei circuitului, să vedem mai întîi, cu ajutorul figurii 5.7, o modalitate practică de determinare a valorii coeficientului de cuplaj dintre două bobine.

În primul rînd, așa cum se indică în figura 5.7-a, celor două bobine li se măsoară inductivitățile proprii L_1 și L_2 (cu un inductanțmetru sau Q-metru). Apoi, interconectînd cele două bobine ca în figura 5.7-b, sau ca în figura 5.7-c (așa cum este mai comod din punct de vedere al modului în care sînt scoase practic terminalele bobinelor), se măsoară inductivitatea L_{12} (între terminalele 1 și 2) sau L_{14} (între terminalele 1 și 4).

După efectuarea acestor măsurători, valoarea coeficientului de cuplaj k se calculează prin formula asociată figurii. Evident, cele două formule trebuie să conducă practic la o aceeași valoare pentru k. Chiar este recomandabil să se facă o dublă determinare, prin ambele variante de interconectare, luînd ca valoare pentru k media celor două rezultate (în eventualitatea apariției unor mici diferențe).

Revenind acum la autotransformatorul cu o priză din figura 5.8-a, observăm că el constă, de fapt, din două bobine cuplate, înseriate ca în figura 5.8-b. Înserierea este de tipul celei descrise de figura 5.7-c, așa încît formula coeficientului de cuplaj este cea corespunzătoare acestui caz, cu observația că L_{14} este chiar inductivitatea totală a autotransformatorului L.

În mod asemănător, prin extinderea metodei, se poate trece și pentru autotransformatorul cu două prize din figura 5.9-a la schema echivalentă din figura 5.9-b cu trei bobine cuplate înseriate.

Se cuvine de făcut însă observația că, la fel cum am procedat în subcapitolul anterior 5.2.1, valorile coeficienților de cuplaj între cele trei bobine (de inductivități L_1, L_2 și L_3) sînt egale între ele. Este o ipoteză simplificatoare a modelului, dar care este practic conformă cu realitatea, așa după cum am mai amintit, în cazul autotransformatoarelor confecționate pe miezuri cu circuit magnetic închis. Pentru aceste cazuri sînt din nou valabile relațiile mai simple (5.5).

5.2.3 **Exemplu (U)**

Circuitul ales drept exemplu de utilizare a modelului de transformator îl constituie un divizor de putere de bandă largă. La baza acestei aplicații stă structura simplă din figura 5.10-a.

Cele două rezistoare de sarcină, de aceeași rezistență R, primesc, fiecare, cîte o jumătate din puterea furnizată de generator, dacă tansformatorul U, prin cele două înfășurări identice înseriate, prezintă la frecvența de lucru o reactanță mult mai mare decît 2R, iar cuplajul între înfășurări este perfect (k=1). Dezavantajul schemei din figura 5.10-a constă în faptul că valoarea rezistenței interne a generatorului trebuie să fie jumătate din a celor de sarcină. Neajunsul se poate înlătura, în principiu, prin introducerea între generator și schema din figura 5.10-a a unui transformator U_2, cu raportul de transformare $\sqrt{2}$:1, schema devenind cea din figura 5.10-b.

Complicațiile legate de realizarea practică a unui raport de transformare irațional dispar dacă se acceptă o ușoară dezadaptare la bornele generatorului. O soluție atractivă o constituie înlocuirea transformatorului U_2 din figura 5.10-b cu un autotransformator alcătuit din trei înfășurări identice, cum este cel din figura 5.10-c, deci cu un raport de transformare $\sqrt{2{,}25}$:1.

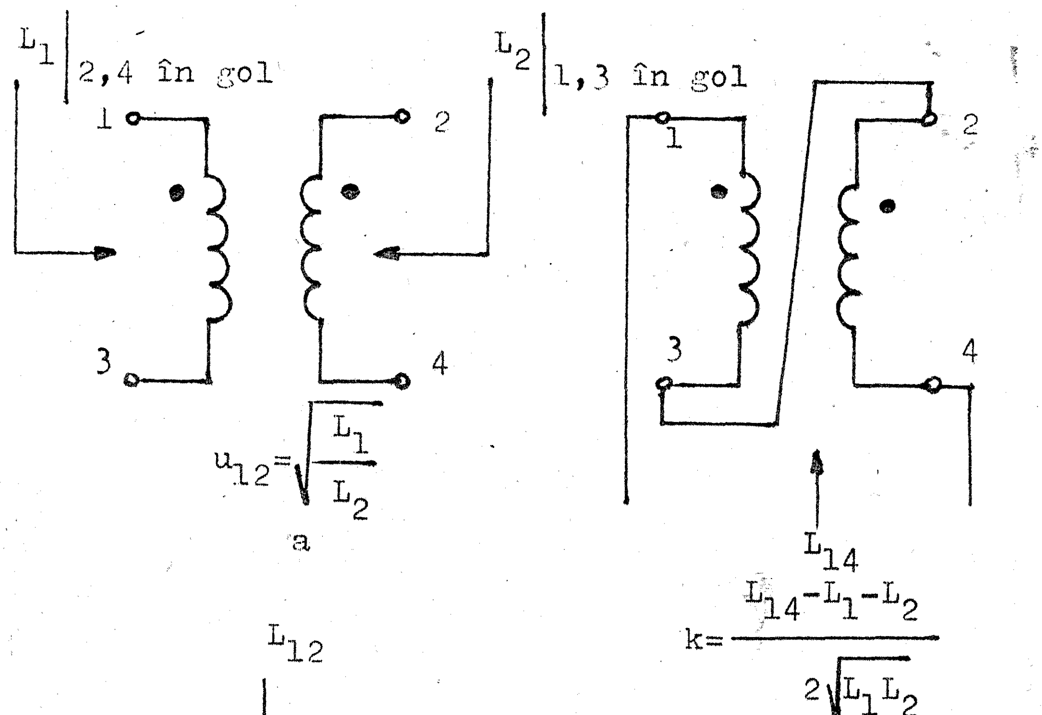
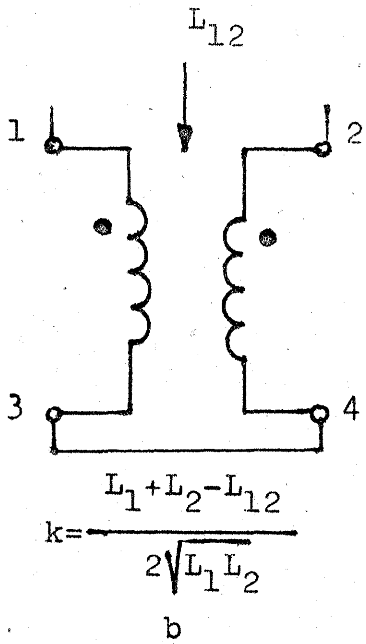


Fig. 5.7 c



Astfel se ajunge la o structură practică cum este cea din figura 5.11-a, pentru un generator și sarcini de 50 Ω. Cele două transformatoare (extinzînd denumirea și asupra lui U_2) sînt realizate pe miezuri de tip tor, cu bobinaje bifilare (U_1), respectiv trifilare (U_2) răsucite. R_2 este cel de-al doilea rezistor de sarcină, și din punctul de vedere al analizei cu programul nostru îl considerăm făcînd parte din circuit (circuit care, oricum, este simetric în raport cu cele două rezistoare de sarcină!).

O succintă analiză a comportării circuitului din figura 5.11-a, într-o gamă de frecvență întinsă pe mai mult de trei octave (1 MHz...9 MHz), este redată în lista exemplu 5.3.

Se observă că față de atenuarea ideală de 3 dB, se mai manifestă o atenuare suplimentară de minimum 0,5 dB (în jurul frecvenței de 3 MHz). Această atenuare suplimentară este datorată pierderilor în bobinajele transformatoarelor, precum și reflexiei la bornele generatorului. Puterea reflectată la intrare este oricum mai mică de 10% din puterea disponibilă a generatorului (cu excepția limitei inferioare a gamei de frecvență).

În continuarea exemplului a fost micșorată de zece ori valoarea rezistenței de sarcină R_2, iar apoi a fost mărită de zece ori față de valoarea nominală de 50 Ω. De fiecare dată s-a urmărit influența modificării asupra transferului de putere spre rezistența de sarcină nemodificată, la frecvența de 3 MHz (mijlocul geometric al benzii de frecvență). Se poate constata că deși coeficientul de reflexie la intrarea circuitului (bornele generatorului, nodurile 1 și 4) crește sensibil, puterea semnalului în rezistența de sarcină conectată la cealaltă ieșire a divizorului de putere (nodurile 5 și 4) variază practic cu numai 0,1 dB.

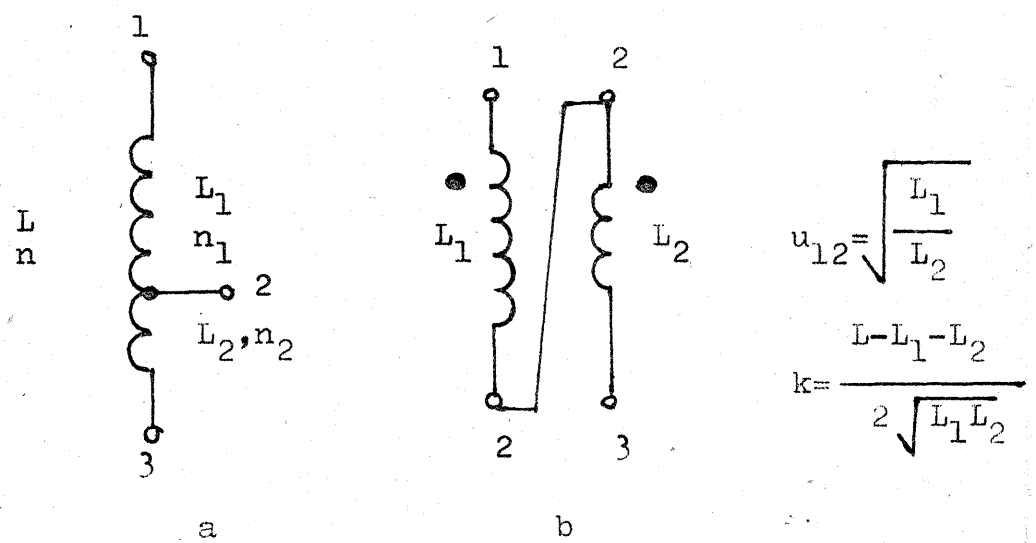
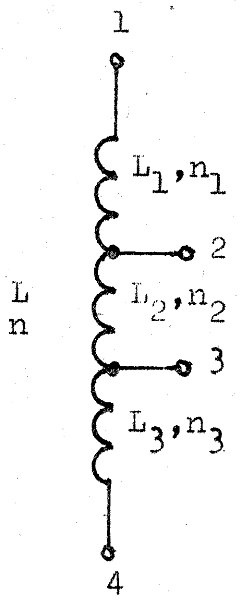


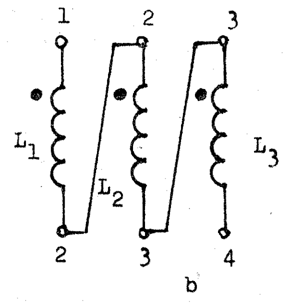
Fig. 5.8

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)



a

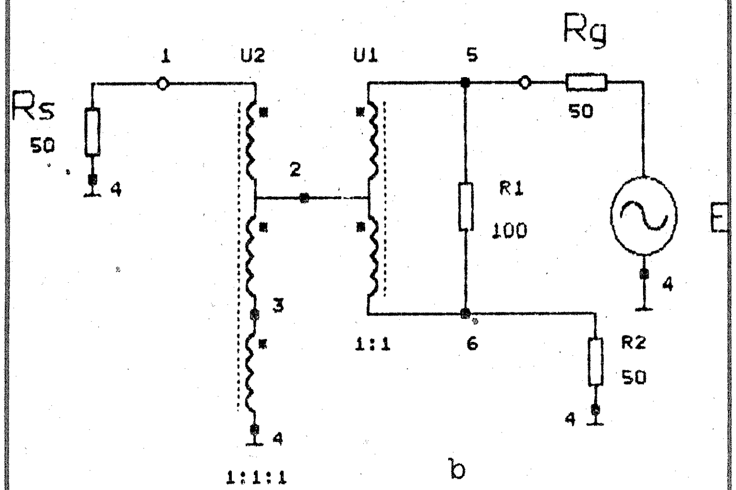
Fig. 5.9



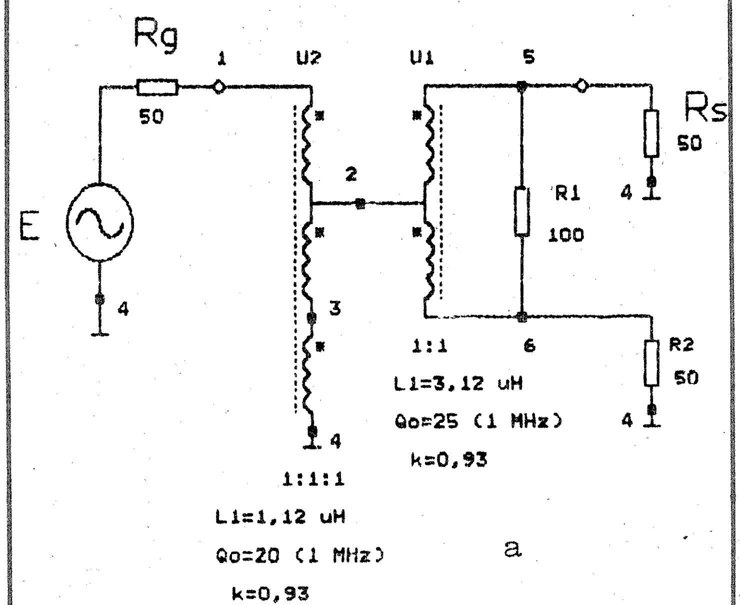
b

$$u_{12}=\sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \qquad u_{13}=\sqrt{\frac{L_1}{L_3}}$$

$$k=\frac{L-L_1-L_2-L_3}{2(\sqrt{L_1L_2}+\sqrt{L_2L_3}+\sqrt{L_1L_3})}$$



b



a

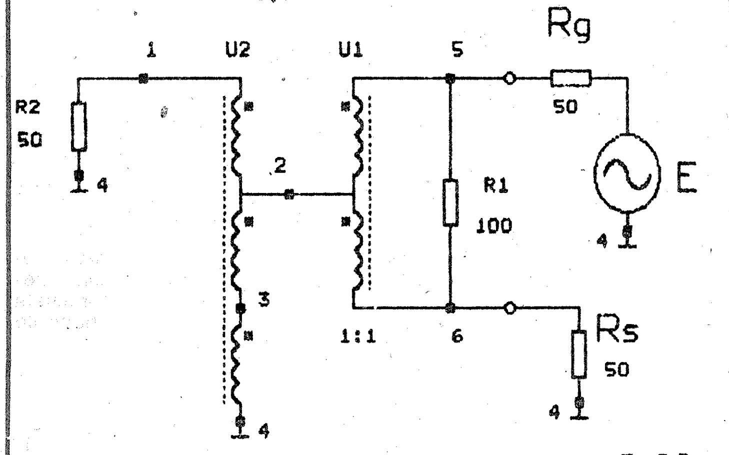
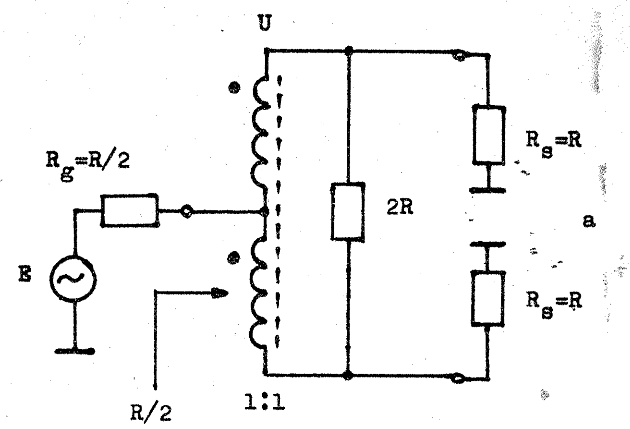
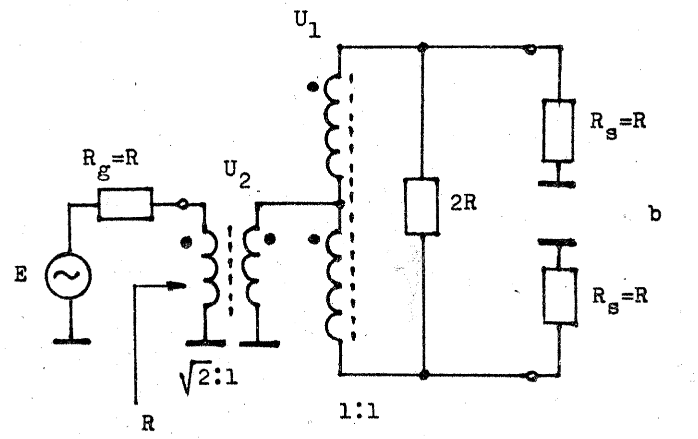


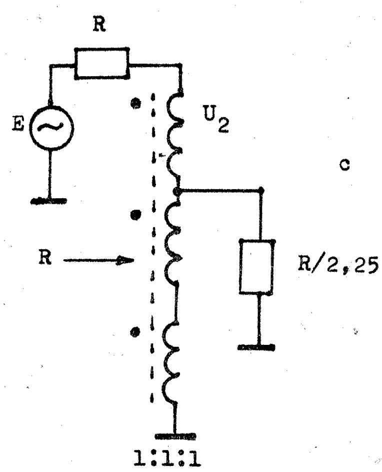
Fig. 5.11



a



b



c

Fig. 5.10

Tabel 5.1 (exemplul 5.2)

f(MHz)	Ap(dB)	RF(dB)
1	-92,35	-68,31
2	-73,47	-61,92
3	-61,47	-57,75
4	-51,79	-54,28
5	-42,78	-50,91
6	-33,39	-47,04
7	-22,56	-40,91
8	-9,97	-32,43
8,5	-4,60	-31,00
8,6	-3,78	-32,05
8,7	-3,12	-34,49
8,8	-2,66	-38,15
8,9	-2,40	-34,75
9,0	-2,35	-29,01
9,1	-2.51	-25,11
9,2	-2,88	-22,52
9,3	-3,48	-20,88
9,4	-4,28	-19,94
9,5	-5,23	-19,52
9,6	-6,27	-19,50
9,7	-7,38	-19,76
9,8	-8,53	-20,25
9,9	-9,74	-20,29
10	-11,00	-21,80
11	-25,41	-34,33

12,1	-43,70	-45,66
12,2	-46,02	-46,37
12,3	-48,69	-47,03
12	-41,61	-44,89
14	-46,13	-52,61
15	-45,16	-53,91
16	-45,28	-54,88
17	-45,75	-55,70
18	-46,35	-56,41
20	-47,63	-57,65
30	-53,16	-61,87
40	-57,30	-64,59
50	-60,66	-66,63
60	-63,49	-68,27
12,4	-51,89	-47,64
12,5	-55,75	-48,19
12,6	-59,90	-48,69
12,7	-60,40	-49,16
12,8	-57,39	-49,58
12,9	-54,69	-49,96
13,0	-52,70	-50,31
13,1	-51,22	-50,63
13,2	-50,08	-50,92
13,3	-49,18	-51,19

EXPERIMENT

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Spunem, în acest caz, că unghiul maxim de amorsare este de $\pi/2$. Iar dacă mai ținem cont și de blocarea completă a semialternanțelor negative, deducem ușor că montajul din figura 5 ne poate oferi, în cel mai bun caz, un reglaj al puterii debitate pe rezistența de sarcină, R_S, între un sfert și cel mult jumătate din puterea nominală pentru care a fost aceasta dimensionată, situație categoric inacceptabilă pentru scopul propus. În plus, montajul este și greu de „proiectat", dar mai ales periculos practic, riscînd la cea mai mică neatenție (sau necunoaștere a parametrilor intrinseci ai tiristorului) depășirea accidentală și adeseori fatală a curentului maxim poartă-catod.

Trebuie, deci, să mergem mai departe. În primul rînd, să vedem ce se poate face — în varianta tiristorului unic și fără a apela deocamdată la redresarea tensiunii de rețea — pentru a mări unghiul maxim de amorsare, adică pentru a „întîrzia" momentul amorsării cît mai mult posibil peste „punctul"/unghiul critic $\pi/2$.

O primă soluție ne-o oferă tocmai circuitul de comandă a porții cu „întîrziere", reamintit în figura 8.

Procedeul este exemplificat aici pe varianta de comandă monoalternanță dar, după cum vom vedea în continuare, el poate fi aplicat la fel de bine și în cazul tensiunii redresate bialternanță.

Prin intermediul consumatorului Rs, la bornele anod-catod ale tiristorului se aplică succesiv ambele semialternanțe ale rețelei, dintre care numai cea pozitivă (plusul la anod) poate fi eventual condusă. Semnalul de comandă a porții este preluat tot din tensiunea anodică, mai precis spus din căderea de tensiune anod-catod pe parcursul semialternanțelor pozitive (atunci cînd tiristorul este încă blocat), prin intermediul circuitului de defazare R1—P—C. În aceste condiții este absolut obligatorie prezența diodei de separare, D1, care are rolul de a interzice accesul spre poartă al semialternanțelor negative.

Introducerea condensatorului C modifică semnificativ plaja unghiului de deschidere, față de varianta fără condensator din figura 5. Într-adevăr, contrar unor afirmații care mai apar prin unele lucrări, încărcarea condensatorului C prin rezistența serie R poate întîrzia cu mult peste „momentul" $\pi/2$ comanda de amorsare, plaja reală de reglaj depinzînd însă în bună măsură de constanta de timp RC aleasă, ca și de sensibilitatea exemplarului de tiristor. Calculele sînt destul de complicate și nu întotdeauna se dovedesc foarte folositoare, dată fiind împrăștierea mare din fabricație a parametrului curent minim de amorsare pe poartă (chiar în cadrul unei serii date de tiristoare). Soluția cea mai simplă rămîne tot tatonarea experimentală, prin optimizarea din aproape în aproape. Condensatorul C va avea obligatoriu tensiunea nominală de lucru de cel puțin 400 V, dioda D1 va fi și ea cu tensiunea inversă maximă de cel puțin 400 V (1N4004—1N4007, F407 etc.), potențiometrul P va fi bobinat, iar pentru R1 se va alege inițial o valoare „acoperitoare", de ordinul a 510 Ω—1 kΩ.

În aceste condiții, pentru un tiristor din familia KY202, de exemplu, se poate tatona C în plaja orientativă 0,22—2,2 μF, cu un potențiometru P de 25—50 kΩ. Experimental ne putem aștepta la obținerea unui domeniu de reglaj maxim între cca 30—50 V și aproape 155 V tensiune eficace pe sarcina Rs. Exprimate în putere debitată (care este, se știe, proporțională cu pătratul tensiunii eficace), aceste limite revin la cca 1/54—1/19 și respectiv 1/2 din puterea nominală a consumatorului, adică practic între zero aproape și o jumătate din puterea nominală.

Nu insist nici asupra acestui montaj, deoarece el nu convine scopului propus inițial. Este foarte puțin probabil ca o plajă între zero și jumătate din puterea nominală să ne satisfacă (poate doar în alt gen de aplicații), în schimb nu este lipsită de interes plaja între jumătate și valoarea maximă. Tocmai de aceea reamintesc în figurile 9 și 10 două variante răspîndite de variatoare (de pildă, folosite la reglarea temperaturii letconului), care realizează această „translatare" a plajei de la zero-jumătate la jumătate-maxim prin simpla introducere a unei diode adecvate, D2, în paralel cu tiristorul, dar cu polaritatea opusă. Dioda D2 va conduce prin sarcină toate semialternanțele negative, asigurînd astfel în permanență o jumătate din puterea nominală pe Rs, la care se va adăuga și „contribuția" mai mare sau mai mică a tiristorului, pe parcursul semialternanțelor pozitive.

Prin suprimarea semialternanțelor negative de la bornele tiristorului, se interzice practic și încărcarea condensatorului C cu polaritate negativă spre armătura conectată la poartă. Aceasta permite utilizarea unor modele de condensatoare polarizate, cu tensiuni nominale semnificativ mai scăzute (cca 50—70 V), ca și înlăturarea diodei de separație D1.

Montajul din figura 8 poate ridica probleme în ceea ce privește limita inferioară de reglaj (obținerea unui prag insuficient de coborît), tendințele de oscilație sau instabilitate etc. Un remediu posibil îl constituie intercalarea unei rezistențe R2 în serie cu circuitul de poartă (ca în figura 9), a cărei valoare se tatonează experimental. O altă soluție este cea amintită în figura 11, unde condensatorului C i s-a creat o altă cale separată (D2, R2) de încărcare rapidă pe parcursul semialternanțelor negative, ceea ce permite o întîrziere mai mare a momentului amorsării, implicit obținerea unui prag inferior mai coborît.

Pasul decisiv spre atingerea scopului propus îl constituie, însă, abordarea comenzii de reglaj pe ambele semialternanțe. Și, pentru a rămîne în domeniul tiristoarelor, avem de ales între cele două căi menționate anterior, anume: 1) să redresăm în prealabil tensiunea de rețea cu ajutorul unei punți de diode și să folosim în continuare un singur tiristor; 2) să utilizăm două tiristoare în „opoziție", fiecare operînd pe cîte o singură polaritate a tensiunii alternative.

Să începem cu prima categorie, care poate ridica din start o dilemă pentru constructorul începător. Unde anume să „plasăm" consumatorul Rs, pe circuitul de intrare al punții redresoare, ca în figura 12, sau pe circuitul de ieșire, ca în figura 13? În cazul nostru, ambele soluții sînt posibile, avînd de-a face cu un consumator Rs (reșou) pe care nu îl deranjează cu nimic forma de undă a curentului ce îl traversează (alternativ în primul caz și, respectiv, pulsatoriu, de polaritate constantă, în cel de-al doilea).

O primă variantă practică pe care o propun spre experimentare este cea din figura 12, bine cunoscută constructorilor amatori mai vechi.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

Pagini realizate de fiz. ALEX. MĂRCULESCU

UTIL

Articolele din nr. 11/1991 privitoare la **refolosirea tuburilor fluorescente arse** au trezit interesul multor cititori, cum era de așteptat, de altfel, ținînd cont de actualele prețuri ale tuburilor noi, de durata lor limitată de viață, de calitatea uneori îndoielnică a starterelor, de dificultatea procurării lor atunci cînd ai nevoie de ele etc.

Desigur, soluțiile propuse acolo nu sînt nici singurele posibile (s-au mai publicat în decursul anilor numeroase alte variante), poate nici cele mai avantajoase, dar, oricum, ele dau rezultate bune în majoritatea cazurilor. Plecînd de la aceste scheme de bază, se pot imagina diverse alte combinații valorice (puteri nominale ale tuburilor și droselelor, capacități ale condensatoarelor etc.), ca și aranjamente „speciale", care să rezolve anumite deziderate exprese, cum ar fi acela de a asigura amorsarea a două sau mai multe tuburi/corpuri de iluminat cu unul și același bloc de comandă.

Tocmai la acest aspect mă voi referi în articolul de față, răspunzînd prin două sugestii concrete întrebărilor ce mi-au fost adresate de cîțiva cititori.

În primul rînd, vă supun atenției o mică modificare a variantei simple din articolul „Refolosirea tuburilor fluorescente" („Tehnium", nr 11/1991, pag. 18, fig. 1) ce are ca obiectiv **amorsarea simultană fără starter a două tuburi de 20 W fie-care, legate în serie, folosind un bloc unic de comandă** (fig. 1). Evident, tuburile pot fi și noi, cu filamentele integre (măcar pentru satisfacerea curiozității, cum îmi relata un cititor ce nu putuse procura pe moment tuburi „arse"), dar interesul major al utilizatorului rămîne tot refolosirea unor tuburi defecte, care au cel puțin unul dintre filamente întrerupt.

Schema nu necesită comentarii prea multe, toate valorile pieselor fiind specificate. În afara faptului că s-au intercalat în serie cu alimentarea de la rețea un întrerupător I și o siguranță fuzibilă, Sig., ar mai fi de remarcat modul puțin diferit de conectare a condensatoarelor C1 și C2: ele se află, ca mai înainte, inseriate în permanență și cu extremitățile celelalte branșate la „ieșirea" punții redresoare, care alimentează tubul (în acest caz grupul serie al celor două tuburi). Punctul lor comun nu mai este însă conectat la borna „de jos" a rețelei decît pentru un interval scurt de timp, cît ținem apăsat/închis butonul cu revenire B, în vederea amorsării.

Cu piesele indicate (tatonînd eventual valorile lui C1 = C2), am obținut rezultate bune pe mai multe perechi de tuburi „arse". Amorsarea, după închiderea întrerupătorului I și apăsarea butonului B, poate să nu fie chiar instantanee, dar ea se produce totuși repede (în comparație cu montajul „clasic", cu starter). Oricum, rămîne avantajul major al refolosirii unor tuburi care altfel ar fi fost pur și simplu aruncate. Există, desigur, rezerva privind integritatea „atmosferei" interne specifice a tubului, ceea ce se traduce practic printr-o simplă verificare experimentală, chiar cu montajul dat: merge — bine, nu merge — altul la rînd.

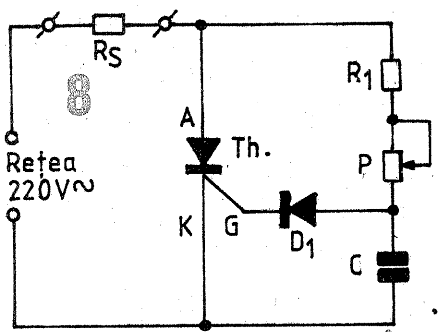
Cea de-a doua sugestie (fig. 2) se referă la **posibilitatea amorsării succesive a două sau mai multe tuburi/corpuri de iluminat, folosind ca elemente comune doar condensatoarele C1 și C2.** Justificarea soluției poate pleca de la faptul că toate corpurile de iluminat existente (în varianta „clasică") au deja încorporat droselul cuvenit. Procurarea unor punți redresoare sau a unor diode adecvate nu constituie încă o problemă, în schimb condensatoarele implicate de astfel de montaje nu sînt nici foarte răspîndite prin magazine și nici exagerat de ieftine.

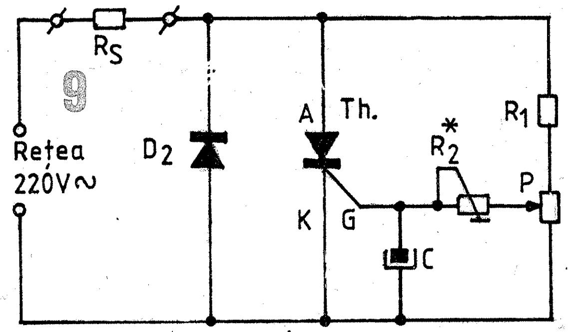
Soluția propusă este de a amorsa pe rînd fiecare tub/corp, prin comutarea extremităților „libere" ale condensatoarelor C1 și C2 la „ieșirile" punților redresoare ce le alimentează, conform schemei de bază, pe fiecare în parte. Exemplul dat se referă la două tuburi identice, Ne1 și Ne2, eventual două grupuri serie de cîte două tuburi (conform sugestiei precedente), dar el poate fi generalizat ușor pentru mai multe, prin alegerea adecvată a comutatorului K. Rezultate bune se obțin cu tuburi de 20 W, caz în care se vor folosi drosele tot de 20 W, punți redresoare 1PM4—8 (sau, mai bine, 3PM4—8) și condensatoare de 0,47μF/400 V.

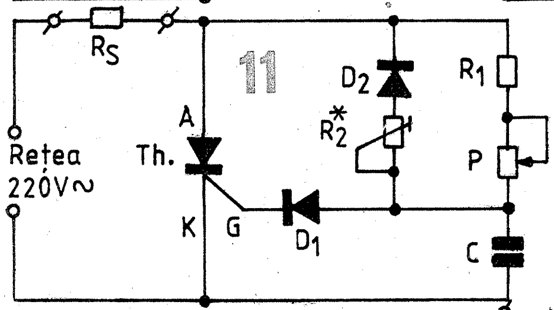
Comutatorul indicat în figura 2 este cu două secțiuni (a și b) a cîte trei poziții fiecare. Poziția din mijloc (oa—ob) este de repaus, cînd extremitățile condensatoarelor rămîn „libere". După închiderea întrerupătorului general I, se trece K pe rînd în pozițiile 1 și 2, asigurînd amorsarea celor două tuburi, care vor rămîne aprinse și după deconectarea condensatoarelor de la extremitățile lor. Ambele tuburi se vor stinge (firesc) la întreruperea tensiunii de rețea, reamorsarea lor implicînd însă o nouă manevrare a lui K, dacă acesta a rămas pe poziția de repaus.

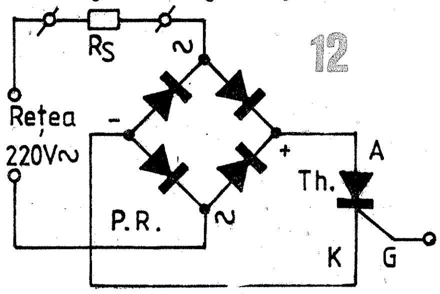
Dacă prezența permanentă a condensatoarelor la bornele unuia din tuburi nu introduce o „nesimetrie" luminoasă care să ne deranjeze, putem folosi un comutator K mai simplu și mai ușor de procurat (fig. 3), cu două secțiuni a cîte două poziții. Unul din tuburi va fi astfel gata să amorseze automat după revenirea tensiunii de rețea, în urma unei întreruperi accidentale sau comandate voit, prin deschiderea lui I.

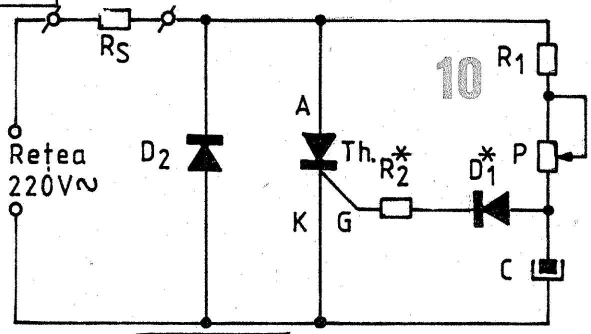
Multă atenție la experimentarea montajelor de acest gen! Se lucrează direct cu tensiunea de rețea, care prezintă un serios pericol de electrocutare, mai ales în cazul unor circuite improvizate, cu conductoare necorespunzător izolate. Atenție sporită și la condensatoare, care pot rămîne încărcate la tensiuni periculoase mult timp după deconectarea alimentării! Nu le atingeți cu mîna (și, în general, nici o altă parte a montajului) decît după întreruperea alimentării și scurtcircuitarea lor din exterior!

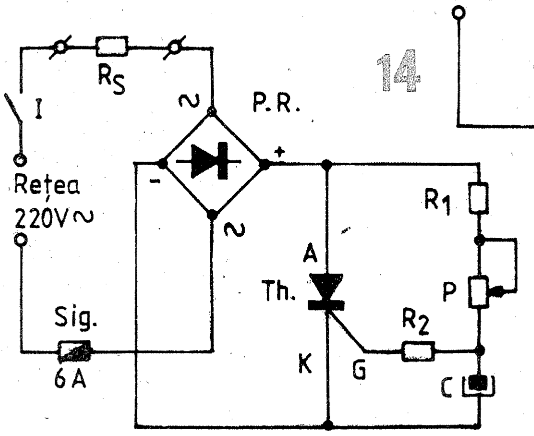


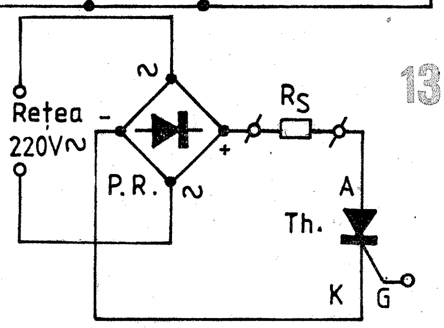


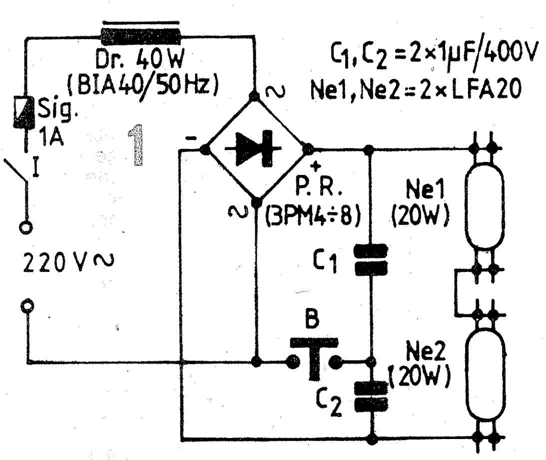


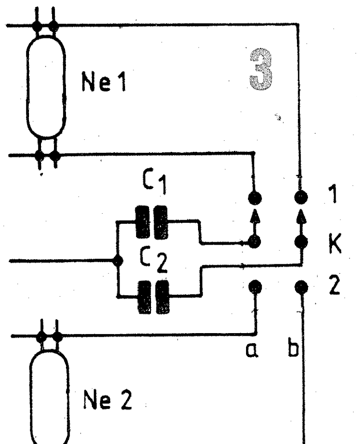


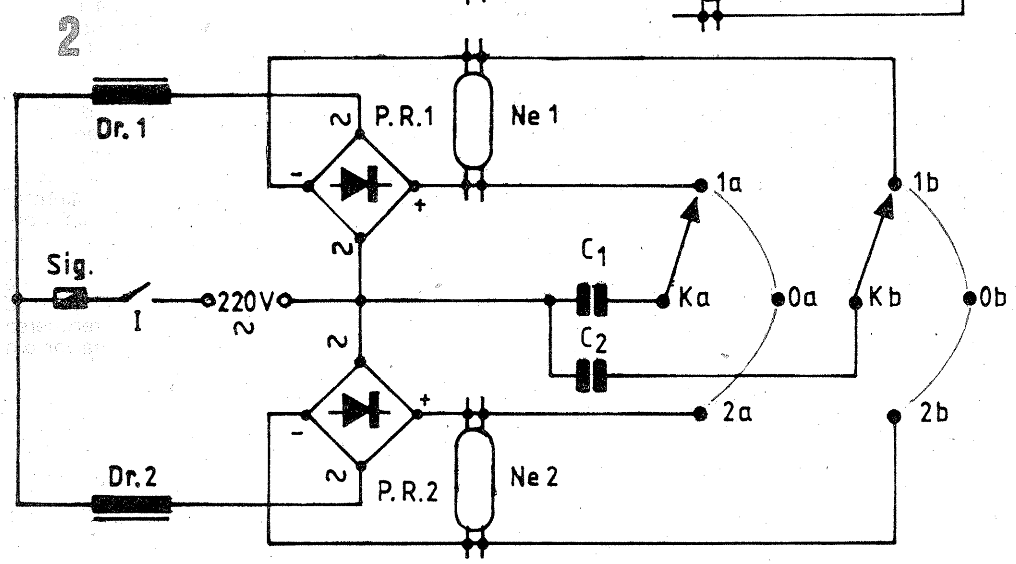






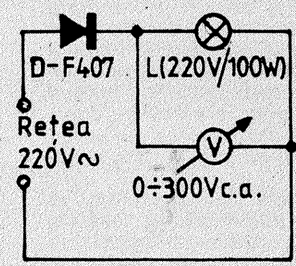






ATENȚIE, ÎNCEPĂTORI!

N-aș vrea să-mi fie luat în nume de rău testul propus mai jos, care i-ar putea face să zîmbească ironic pe unii avansați, să se considere jigniți de „extemporal", pe alții și eventual să treacă neobservat, din păcate, tocmai de către cei cărora li se adresează, începătorii. Personal sînt convins de existența unor potențiali beneficiari și pentru a nu abuza de timpul prețios al celor neinteresați de problemă, îi rog pe cititori să decidă singuri dacă este sau nu cazul să urmărească pînă la capăt ideea propusă. Anume, privind scurt figura alăturată, să încerce să dea cît mai repede posibil răspunsul corect la întrebarea: ce tensiune indică în această situație voltmetrul V?



Am înțeles că unii mai „riguroși" vor dori precizări suplimentare, motiv pentru care propun să se neglijeze căderea de tensiune în direct pe diodă și capacitatea internă (parazită) a diodei și, în același timp, să se considere practic infinită rezistența inversă a acesteia. Voltmetrul V este, așa cum se indică, de tensiune alternativă.

Cum timpul de gîndire a expirat (chiar și pentru cei ce au parcurs „din intenție" și fraza precedentă), propun să facem scorul. Vor fi, probabil, foarte puțini cei ce vor răspunde 200 V, dar nu este exclus ca mulți să afirme categoric 110 V; pentru cei cu care mergem mai departe împreună, să vedem, deci, cum stau lucrurile în realitate, căci ambele răspunsuri de mai sus sînt greșite.

Dioda redresoare D, presupusă „perfectă", suprimă (blochează total) semialternanțele negative ale tensiunii de rețea, lăsîndu-le în schimb să treacă neafectate spre sarcina L pe cele pozitive. Valoarea de vîrf a tensiunii la bornele becului rămîne astfel nemodificată („argument" posibil pentru primul răspuns), însă numărul de semialternanțe parcurse prin L într-un interval de timp dat se reduce la jumătate („justificare", mai plauzibilă chiar, pentru răspunsul al doilea).

Ceva se reduce, într-adevăr, la jumătate prin introducerea diodei D în serie cu consumatorul L, dar nu este vorba despre tensiunea la bornele acestuia — nici în valoare de vîrf și nici eficace —, ci despre puterea disipată de către rezistența sa internă, R, pe care o vom presupune, pentru simplificare, constantă. Această afirmație se demonstrează „elegant" în manualele de fizică, dar ea poate fi acceptată și intuitiv. Dioda D privează consumatorul de o jumătate din numărul total de semialternanțe ale rețelei, pe un interval dat, iar aceste semialternanțe sînt practic „identice" în ceea ce privește aportul energetic, abstracție făcînd doar de sensul curentului electric produs prin rezistența R. Blocînd accesul spre R al unei jumătăți din numărul total de „impulsuri" semisinusoidale, nu facem decît să reducem la jumătate și efectul caloric al curentului implicat, respectiv energia consumată de R sau, per unitatea de timp, puterea disipată de aceasta.

Nu ne rămîne decît să ne amintim formulele clasice care exprimă puterea în curent alternativ, $P = U \cdot I = R \cdot I^2 = U^2/R$ (unde U și I reprezintă valorile eficace ale tensiunii, respectiv intensității curentului prin sarcina R), pentru a observa că o reducere de două ori a puterii disipate, de la P1 la P2 = P1/2, echivalează cu o reducere de numai

$\sqrt{2} \approx 1{,}41$ ori a tensiunii eficace la bornele consumatorului R:

$$P1 = U_1^2/R;\ P_2 = P_1/2 = U_2^2/R$$

$$U_2 = U_1/\sqrt{2}$$

Răspunsul corect la întrebarea noastră era, deci,

$$U = 220\ V/\sqrt{2} \approx 155\ V.$$

Celor care nu l-au „ghicit" nici pînă acum, ca și acelora care vor depune, eventual, contestații, invocînd măsurătorile experimentale, nu-mi rămîne decît să le recomand verificarea prealabilă (mai bine simultană) a tensiunii de rețea, înlocuirea instrumentului și aprofundarea teoriei curentului alternativ. Mulți luăm plasă, chiar dacă am știut cîndva foarte bine aceste chestiuni!

Pagini realizate în colaborare cu MINISTERUL TINERETULUI și SPORTULUI

APLICAȚIILE GRID-DIP-METRULUI în laboratorul radioamatorului

CORNELIU FĂURESCU, YO4AUL, maestru al sportului

Grid-dip-metrul este, fără îndoială, unul din instrumentele de măsură care nu trebuie să lipsească din laboratorul nici unui radioamator ce dorește să construiască sau să depaneze aparatură de emisie-recepție.

În articolul de față ne propunem să prezentăm principalele utilizări ale g.d.m.-lui pentru a veni în sprijinul celor care doresc să folosească la maximum posibilitățile acestui instrument.

Grid-dip-metrul nu este altceva decît un oscilator de radiofrecvență calibrat care se poate acorda continuu într-o gamă largă, avînd un instrument indicator al curentului de grilă. Dacă se cuplează bobina g.d.m.-trului la un circuit rezonant exterior, instrumentul va prezenta o scădere bruscă a indicației (dip) în momentul în care este acordat pe frecvența circuitului exterior, întrucît acesta va absorbi o parte din energia sa de radiofrecvență, reducînd astfel curentul de grilă al tubului oscilator.

Rezultă deci că g.d.m.-ul se poate folosi numai pentru măsurarea circuitelor rezonante întrucît un circuit nerezonant nu poate absorbi energie.

Denumirea de grid-dip-metru se folosește pentru desemnarea aparatelor de acest gen echipate cu tuburi. Aparatele moderne, echipate cu dispozitive semiconductoare, sînt cunoscute sub numele de dip-metre.

Un dip-metru constă, în linii generale, dintr-un oscilator tranzistorizat cu bobine schimbătoare, un detector și un etaj amplificator de curent continuu care acționează un instrument indicator. În figurile 1,2,3 și 4 sînt redate schemele electrice ale unor astfel de instrumente.

Dip-metrele prezintă unele avantaje asupra clasicelor grip-dip-metre: dimensiuni și greutăți reduse, autonomie de alimentare, stabilitate mai bună de frecvență etc. Pentru ușurința expunerii, pe parcursul acestui articol, vom folosi denumirea generică de grid-dip-metru pentru desemnarea instrumentelor de acest gen.

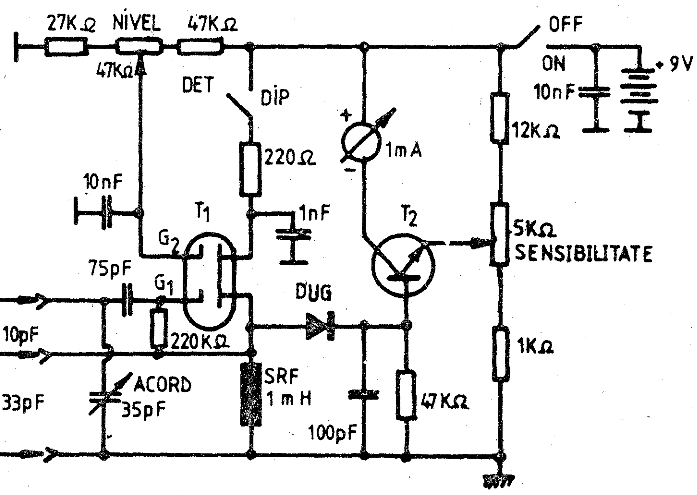
Întrucît g.d.m.-ul își asigură singur energie de radiofrecvență, se poate folosi și pentru verificarea la rece a frecvenței de rezonanță a circuitelor acordate, a șocurilor de radiofrecvență, a antenelor etc. Din această cauză acest instrument mai este cunoscut și sub denumirea de undametru dinamic.

Pentru a folosi la maximum posibilitățile instrumentului, avem nevoie de trei accesorii: o capacitate etalon, o inductanță etalon și un receptor bine calibrat (sau un frecvențmetru) care să acopere gama de frecvențe de interes.

Calibrarea scalei g.d.m.-lui este relativă întrucît capacitatea mîinii și efectul circuitului măsurat vor dezacorda într-o oarecare măsură oscilatorul.

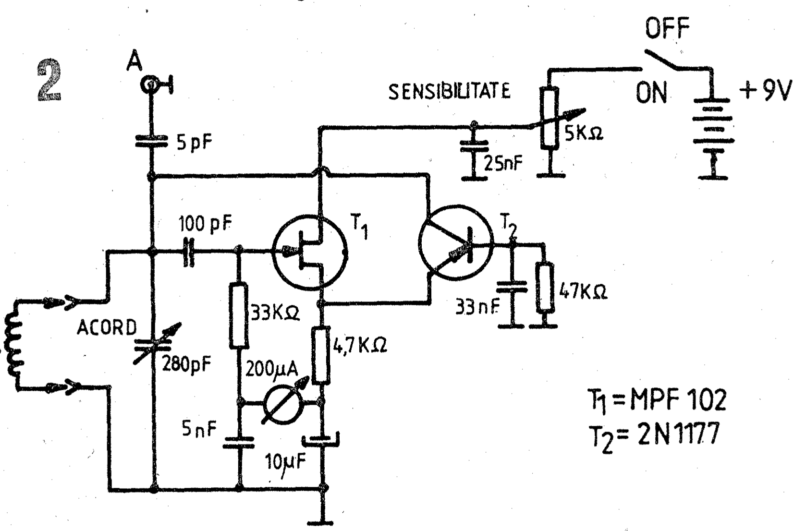
Cînd se impune o precizie mai mare pentru determinarea frecvenței de rezonanță (de exemplu pentru construcția trap-urilor unei antene multiband), se poate folosi ca indicator al frecvenței semnalului emis de g.d.m.-tru un receptor bine calibrat sau un frecvențmetru digital.

1



T_1= 40673 ; BF 960 ; BF 961
T_2=2N 2222 A ; BC 107
DUG - diodă de detecție cu germaniu
Ls bobine schimbătoare

2



Ls-bobine schimbătoare
A-bornă pentru cuplarea unui frecvențmetru sau antene exterioare

1. **Măsurarea frecvenței de rezonanță a unui circuit acordat** a fost utilizarea inițială dată g.d.m.-lui. În acest scop se cuplează slab bobina g.d.m.-lui cu circuitul exterior (vezi figura 5) și se rotește condensatorul de acord pînă cînd instrumentul prezintă un minim pronunțat al indicației (dip). În acest moment se citește pe scala g.d.m.-lui frecvența de rezonanță. La început se va folosi un cuplaj mai strîns cu bobina circuitului măsurat pentru a se facilita găsirea minimului, slăbindu-se apoi progresiv cuplajul pentru a se asigura acuratețea măsurătorii. Întotdeauna se va folosi cuplajul cel mai slab care asigură perceperea dip-ului.

Trebuie menționat faptul că majoritatea g.d.m.-trelor prezintă rezonanțe interne la anumite frecvențe. Pentru a nu fi induși în eroare de dip-uri false în timpul măsurătorilor, este bine să verificăm toate gamele g.d.m.-lui, fără ca acesta să fie cuplat la vreun circuit oscilant și să ne notăm frecvențele de rezonanță interne ale aparatului.

2. **Măsurarea factorului de calitate „Q" al unui circuit rezonant**

Este de remarcat faptul că scăderea indicației instrumentului la rezonanță (dip) este direct proporțională cu factorul de calitate Q al circuitului măsurat: un circuit avînd un factor de calitate ridicat producînd un minim mai pronunțat decît un circuit cu un factor de calitate scăzut. Pentru efectuarea acestei măsurători trebuie să se apeleze la un voltmetru electronic prevăzut cu o sondă de radiofrecvență care se conectează în paralel cu circuitul măsurat. Măsurătoarea se efectuează în două etape:

a) se cuplează g.d.m.-ul cu bobina circuitului acordat și se rotește condensatorul de acord al aparatului pentru determinarea minimului indicației. În acest moment se notează frecvența de rezonanță F1, precum și tensiunea citită pe scala voltmetrului electronic. Pentru facilitarea măsurătorii este bine să se varieze cuplajul dintre g.d.m. și circuitul măsurat în așa fel încît voltmetrul să indice cap de scală.

b) se reface acordul g.d.m.-lui (păstrînd neschimbat cuplajul cu circuitul exterior) pînă cînd voltmetrul indică 70,7% din valoarea precedentă. Se notează noua frecvență de rezonanță F2.

Factorul de calitate Q al circuitului măsurat rezultă din formula

$$Q = \frac{F_1}{2 \cdot (F_1 - F_2)}$$

(dacă F2 < F1). Dacă F2 > F1, atunci relația devine:

$$Q = \frac{F_1}{2\,(F_2 - F_1)}$$

3. **Undametru cu absorbție.** Orice g.d.m.-tru se poate folosi și ca undametru cu absorbție, acesta nefiind altceva decît un circuit acordat calibrat, prevăzut cu un dispozitiv pentru indicarea rezonanței.

În orice g.d.m.-tru curentul care străbate instrumentul indicator provine din redresarea tensiunii de radiofrecvență captate de circuitul acordat al aparatului. Redresarea se face la fel de bine, fie că radiofrecvența este generată de oscilatorul g.d.m.-lui fie că este culeasă de circuitul acordat al acestuia de la o sursă exterioară. În acest scop, la aparatele cu tuburi trebuie întreruptă tensiunea de alimentare a tubului oscilator (fără a întrerupe tensiunea de filament) pentru a permite circuitului catod-grilă să lucreze ca diodă redresoare. Și mai utilă este folosirea unei tensiuni anodice reglabile pentru a permite oscilatorului să lucreze ca mutiplicator al factorului de calitate Q atunci cînd aceasta este reglată în apropierea pragului de oscilație, producînd astfel o creștere semnificativă a indicației instrumentului la rezonanță.

De remarcat că în cazul folosirii g.d.m.-lui ca undametru cu absorbție, la rezonanță se obține un maxim al indicației instrumentului. Și în acest caz, cuplajul cu circuitul măsurat trebuie să fie cît mai slab. Trebuie menționat, de asemenea, faptul că un undametru cu absorbție va detecta și frecvențele armonice ale semnalului de bază și de aceea, atunci cînd nu se cunoaște nici măcar cu aproximație frecvența semnalului măsurat, este bine să se înceapă măsurătorile folosind gamele de măsură inferioare ale instrumentului.

4. **Măsurarea inductanțelor.** O inductanță necunoscută se poate măsura punînd în paralel cu aceasta un condensator de capacitate cunoscută (C) și măsurînd apoi frecvența de rezonanță (F) a circuitului astfel rezultat. Datele obținute se introduc în formula:

$$L = \frac{25330}{C \times F^2}$$

unde inductanța se exprimă în µH, capacitatea în pF, iar frecvența în MHz.

Folosind o capacitate etalon de 2 553 pF, formula inductanței se simplifică mult, devenind:

$$L = \frac{10}{F^2}$$

Metoda obișnuită de cuplare inductivă a g.d.m.-trului cu circuitul de măsură nu se aplică la măsurarea bobinelor toroidale sau ecranate întrucît acestea sînt astfel construite încît să aibă un cîmp exterior cît mai redus posibil. Pentru măsurarea unor astfel de inductanțe prezentăm în continuare trei metode simple:

a) dacă capătul cald al bobinei g.d.m-trului este conectat la o bornă exterioară, se cuplează între această bornă și un capăt al circuitului de măsură un condensator de mică capacitate (1—5 pF), celălalt capăt al circuitului de măsurat fiind conectat la șasiul g.d.m.-lui (fig. 2);

b) a doua metodă se bazează pe faptul că terminalele capacității de acord pînă la bobină formează o inductanță care poate fi cuplată mu-

tual cu bobina g.d.m.-lui (fig. 6). Cuplajul este destul de slab, dar factorul de calitate ridicat al circuitului va produce un minim destul de pronunțat la rezonanță;

c) pentru a determina frecvența de rezonanță a unui circuit format dintr-o bobină toroidală și un condensator, se poate folosi cuplajul prin „link", înfășurînd cîte două spire peste bobina g.d.m.-trului și peste bobina toroidală și conectînd apoi terminalele acestor spire împreună. Cuplajul prin „link" poate fi folosit și pentru determinarea frecvenței de rezonanță a unui circuit greu accesibil. Pentru a nu se afecta precizia măsurătorii, se va folosi un cuplaj cît mai slab între circuite (fig. 10 d).

5. **Măsurarea capacității.** Pentru măsurarea unei capacități necunoscute indicăm două metode:

a) Se ia o inductanță oarecare și se conectează în paralel o capacitate de valoare cunoscută (pentru simplificare, 100 pF), apoi se determină frecvența de rezonanță F1 a acestui circuit. Se înlocuiește apoi capacitatea etalon cu capacitatea necunoscută și se determină noua frecvență F2 a circuitului.

Valoarea capacității necunoscute (Cx) se obține introducînd aceste date în formula:

$$C_x = \left(\frac{F_1}{F_2}\right)^2 \times C_s,$$

unde frecvența se exprimă în MHz, capacitatea în pF, iar Cs este valoarea capacității etalon.

b) O altă formulă pentru determinarea unei capacități necunoscute Cx este următoarea:

$$C_x = \frac{25330}{L \times F^2}$$

unde L se exprimă în μH. Folosind o inductanță etalon de 253 μH, formula devine:

$$C_x = \frac{100}{F^2}$$

Desigur, orice capacitate sau inductanță cunoscută poate fi folosită drept etalon în timpul măsurătorilor, dar la alegerea valorii acesteia trebuie avut în vedere faptul că frecvența de rezonanță a circuitului obținut trebuie să se încadreze în domeniul de frecvență a g.d.m.-lui folosit.

6. **Măsurarea coeficientului de cuplaj a două bobine**

La construcția filtrelor trece-bandă cuplate inductiv, este deseori necesar să se cunoască coeficientul de cuplaj a două bobine. În acest scop se măsoară inductanța unei bobine, în timp ce cealaltă bobină este scurtcircuitată, apoi se reface măsurătoarea după înlăturarea scurtcircuitului.

Coeficientul de cuplaj „K" al celor două bobine se calculează introducînd valorile obținute în formula:

$$K = \sqrt{1 - \frac{L_s}{L_d}}$$

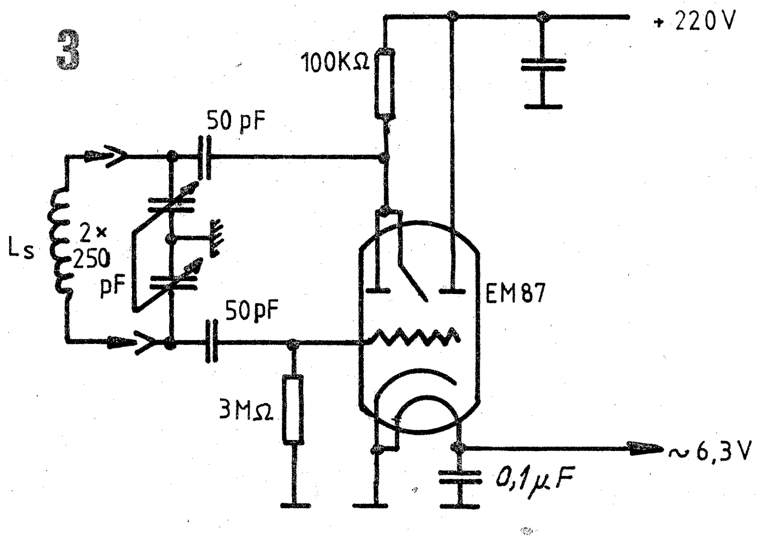
unde Ls este inductanța unei bobine în situația în care cealaltă bobină este scurtcircuitată, iar Ld este valoarea măsurată după ce scurtcircuitul a fost înlăturat.

Pentru determinarea coeficientului de cuplaj se mai poate folosi și o altă formulă:

$$K = \sqrt{1 - \left(\frac{F_d}{F_s}\right)^2}$$

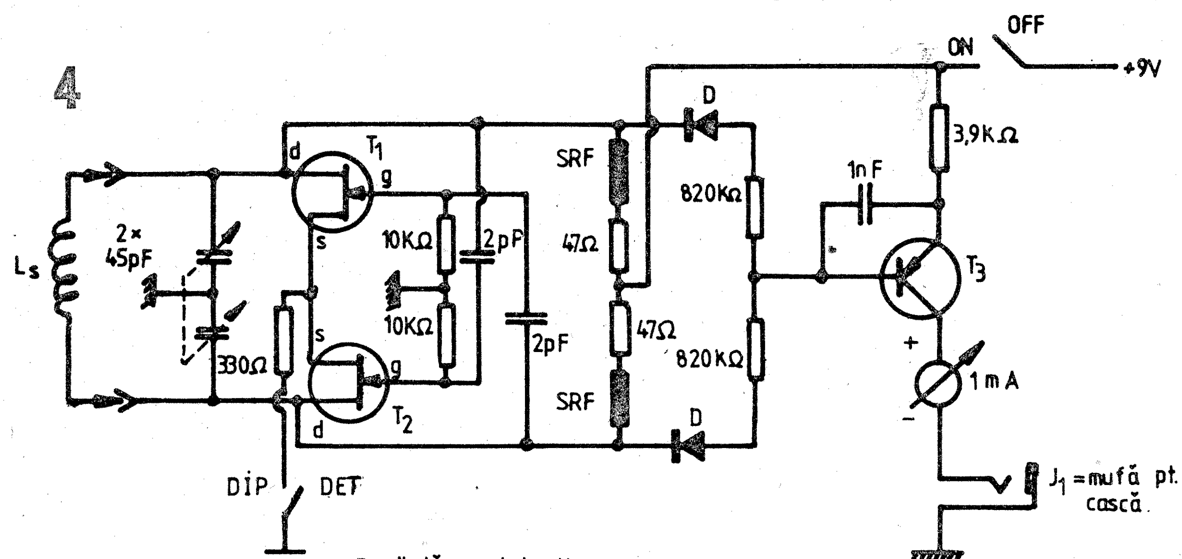
unde Fd și Fs sînt frecvențele de rezonanță ale primului circuit în situația în care cel de-al doilea circuit este fie deschis sau scurtcircuitat. În acest fel se pot măsura coeficienți de cuplaj între 0,1 și 0,7. La valori mai mici, diferența dintre cele două frecvențe este greu de măsurat.

3



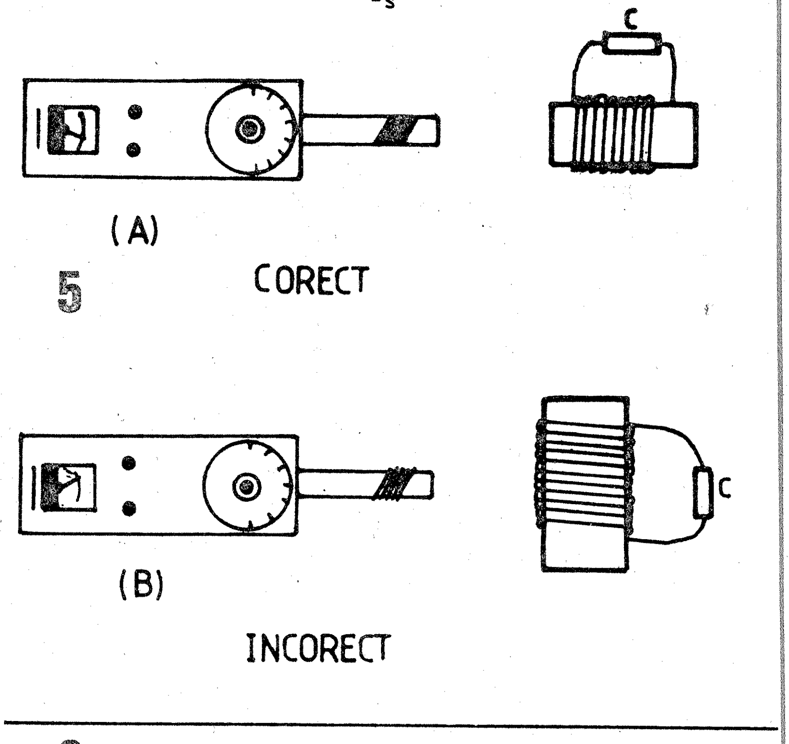
Ls – bobine schimbătoare

4

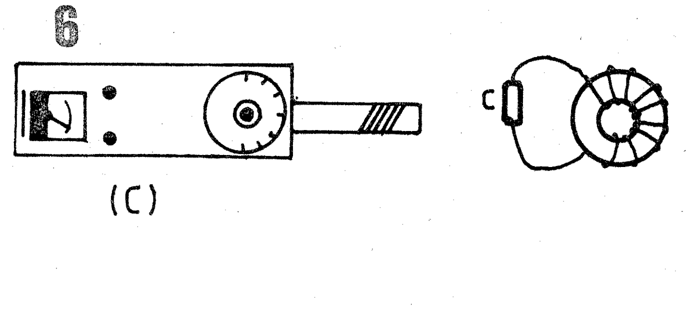


D = diodă cu detecție cu germaniu
SRF – șoc de RF de 15µH
T1, T2 = TIS 88, 2N5245
T3 = BCY 70
Ls – bobine schimbătoare

5



6



7. **Măsurarea inductanței mutuale „M" a două bobine**

Inductanța mutuală „M" poate fi măsurată determinînd inductanța totală a celor două bobine conectate în serie în același sens, apoi inversînd legăturile la una din bobine și măsurînd din nou inductanța totală (fig. 7). Un sfert din diferența celor două inductanțe reprezintă inductanța mutuală:

$$M = \frac{L_1 - L_2}{4}$$

Pentru măsurarea precisă a inductanței mutuale și a coeficientului de cuplaj a două bobine trebuie să apelăm la un receptor bine calibrat sau la frecvențmetru pentru determinarea riguroasă a frecvenței de rezonanță.

8. **Generator de semnal**

Grid-dip-metrul se poate folosi ca generator de semnal de radiofrecvență nemodulat pentru alinierea radioreceptoarelor sau pentru alimentarea unei punți de impedanțe. Amplitudinea semnalului poate fi controlată prin modificarea distanței dintre bobina grid-dip-metrului și borna de antenă a receptorului. Pentru obținerea unui semnal de radiofrecvență modulat în amplitudine se poate folosi un generator de audiofrecvență exterior sau se poate construi un mic oscilator de AF chiar în cutia g.d.m.-lui. Gradul de modulație este direct proporțional cu nivelul tensiunii de audiofrecvență.

9. **Monitor pentru emisiuni telegrafice și cu modulație în amplitudine**

Conectînd o cască telefonică în serie cu instrumentul indicator al grid-dip-metrului (fig. 4), aceasta se poate folosi ca monitor de emisiuni telegrafice „A1". Pentru aceasta se acordează g.d.m.-ul pe frecvența de lucru a emițătorului și se reglează distanța dintre emițător și g.d.m. pentru obținerea unui semnal optim. Pentru controlul calității emisiunilor telefonice „A3" se procedează în mod asemănător folosind însă g.d.m.-ul ca undametru cu absorbție. În acest fel se poate detecta prezența unui eventual brum pe modulație sau a oscilațiilor audio parazite.

10. **Verificarea cristalelor de cuarț**

Activitatea și frecvența cristalelor de cuarț se pot verifica introducînd cristalul respectiv în locul bobinei schimbătoare și deschizînd condensatorul de acord al g.d.m.-lui spre capacitatea minimă. Amplitudinea indicației instrumentului va fi direct proporțională cu activitatea cristalului testat, iar frecvența de rezonanță poate fi controlată cu ajutorul unui frecvențmetru sau al unui receptor bine calibrat. Această metodă este recomandată pentru testarea cristalelor care oscilează pe frecvența fundamentală.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

O componentă importantă a lanţului audio o constituie şi indicatorul de nivel pentru semnalul audio sau VU-metrul.

Indicatorul de nivel se cuplează, de obicei, la intrarea amplificatorului de audiofrecvenţă de putere, pentru a urmări nivelul semnalului în acest punct critic.

Dacă în cazul preamplificatoarelor—corectoare, depăşirea între anumite limite a nivelului nominal la intrare nu introduce distorsiuni (în mod obişnuit, pentru un nivel nominal al semnalului de 150 mV se admit depăşiri pînă la 500...1 000 mV fără alterarea semnalului), în cazul amplificatoarelor de putere, depăşirea nivelului nominal la intrare duce la limitarea semnalului, prin sistemele de protecţie cu care acesta este prevăzut, deci la distorsiuni.

VU-METRU cu circuite integrate

ALEXANDRU ZANCA

O altă utilizare imediată a indicatorului de nivel este aceea de echilibrare a canalelor amplificatorului stereo, echilibrare necesară refacerii corecte a reliefului sonor în zona de audiţie. În acest caz, VU-metrul trebuie să aibă posibilitatea de a indica şi niveluri scăzute ale semnalului aplicat la intrarea amplificatorului de audiofrecvenţă, corespunzătoare audiţiei la puteri mici.

Indicatorul de nivel de audiofrecvenţă, a cărui schemă este prezentată în figura 1 şi care îndeplineşte condiţia mai sus arătată, este realizat cu circuitul integrat D277A (UAA180) ce comandă activarea LED-urilor în funcţie de nivelul tensiunii continue aplicată pe pinul 17 al circuitului, pe de o parte, şi de tensiunea de referinţă Uref.min şi Uref.max existentă la pinii 16 şi, respectiv, 3, pe de altă parte.

Tensiunea continuă de la intrarea circuitului de comandă a LED-urilor (IC2 şi IC3) este furnizată de redresorul de precizie, realizat cu circuitul integrat K157DA1 şi provine din tensiunea de audiofrecvenţă aplicată la intrarea acestui circuit.

Deoarece funcţionarea circuitului integrat UAA180 — echivalent pin cu pin cu circuitul integrat D277A — a mai fost prezentată în paginile revistei, nu se va insista asupra acestui lucru, cu excepţia ilustrării grafice a influenţei tensiunii de referinţă minime şi maxime asupra activării LED-urilor, şi anume, dacă diferenţa dintre Uref.min şi Uref.max este pînă în jur de 1 V, diodele vor fi activate una după alta, fără salturi, funcţie de Uin (figura 5a). Dacă diferenţa dintre Uref.min şi Uref.max este între 1 V şi 4 V, diodele vor fi activate în salturi (fig. 5b).

Cele mai sus arătate au stat la baza obţinerii a două domenii de lucru, şi anume primul domeniu cuprins între 0 şi 30 mV, iar cel de-al doilea între 30 şi 300 mV, tensiune sinusoidală aplicată la intrarea VU-metrului.

Circuitul integrat K157DA1 fiind mai puţin cunoscut, se va face în cele ce urmează o prezentare a acestuia.

Circuitul integat K157DA1 conţine două redresoare bialternanţă de precizie pentru valori medii ale semnalului, fiind realizat pentru comanda VU-metrelor. Fiecare canal (fig. 4) conţine un amplificator buffer şi un redresor bialternanţă de precizie, a cărui tensiune de ieşire este pozitivă faţă de masă. De remarcat alimentarea dublă a circuitului, cît şi accesul la intrarea inversoare, ieşirea amplificatorului şi la intrarea redresorului de precizie, existînd astfel posibilitatea extinderii aplicaţiilor acestui circuit. Nivelul tensiunii pozitive de la ieşire corespunde cu precizie valorii medii a semnalului alternativ aplicat la intrare într-un diapazon de peste 50 dB şi pînă la frecvenţe de aproximativ 100 kHz. Mai jos sînt date unele caracteristici ale acestui circuit:

— tensiunea de alimentare ±3...±20 V (tipic ±15 V);
— curentul de alimentare 1,6 mA;
— puterea disipată 500 mW;
— curentul absorbit de intrare 200 nA;
— amplificarea în tensiune 7...10 ori;
— tensiunea de ieşire 9V max.;
— tensiunea de ieşire cu intrarea în scurtcircuit 50 mV max.;
— curentul de ieşire 2,5...6 mA;
— frecvenţa semnalului redresat 100 kHz max.

Compensarea, pentru unele aplicaţii, a tensiunii de ieşire relativ mari cu intrarea în scurtcircuit (max. 50 mV) se poate realiza prin procedee clasice de reglare a offsetului.

Funcţionarea VU-metrului este simplă. Semnalul aplicat la intrare este amplificat şi redresat de circuitul integrat IC1, pe bornele condensatorului C8 (C9), găsindu-se valoarea medie a tensiunii alternative aplicate la intrare. În funcţie de nivelul acestei tensiuni şi de alegerea tensiunilor de referinţă, Uref.min şi Uref.max, se va activa un număr mai mare sau mai mic de LED-uri, indicînd astfel nivelul semnalului aplicat la intrare. De notat faptul că indicaţia, în cazul circuitului integrat D277A, este liniară, deci scala, în decibeli, va fi liniară.

Comutatorul K1 alege cele două domenii de afişare: 0...30 mV şi 30...300 mV. Aceste domenii pot fi oricare altele, după cerinţă, în limitele de funcţionare a circuitului IC2 (IC3), sau se pot realiza mai multe domenii, reglajul făcîndu-se din rezistenţele semireglabile R11 şi R12 pentru limita superioară a referinţei şi din semireglabilele R13 şi R14 pentru limita inferioară a referinţei (vezi şi figurile 5a, 5b şi 5c).

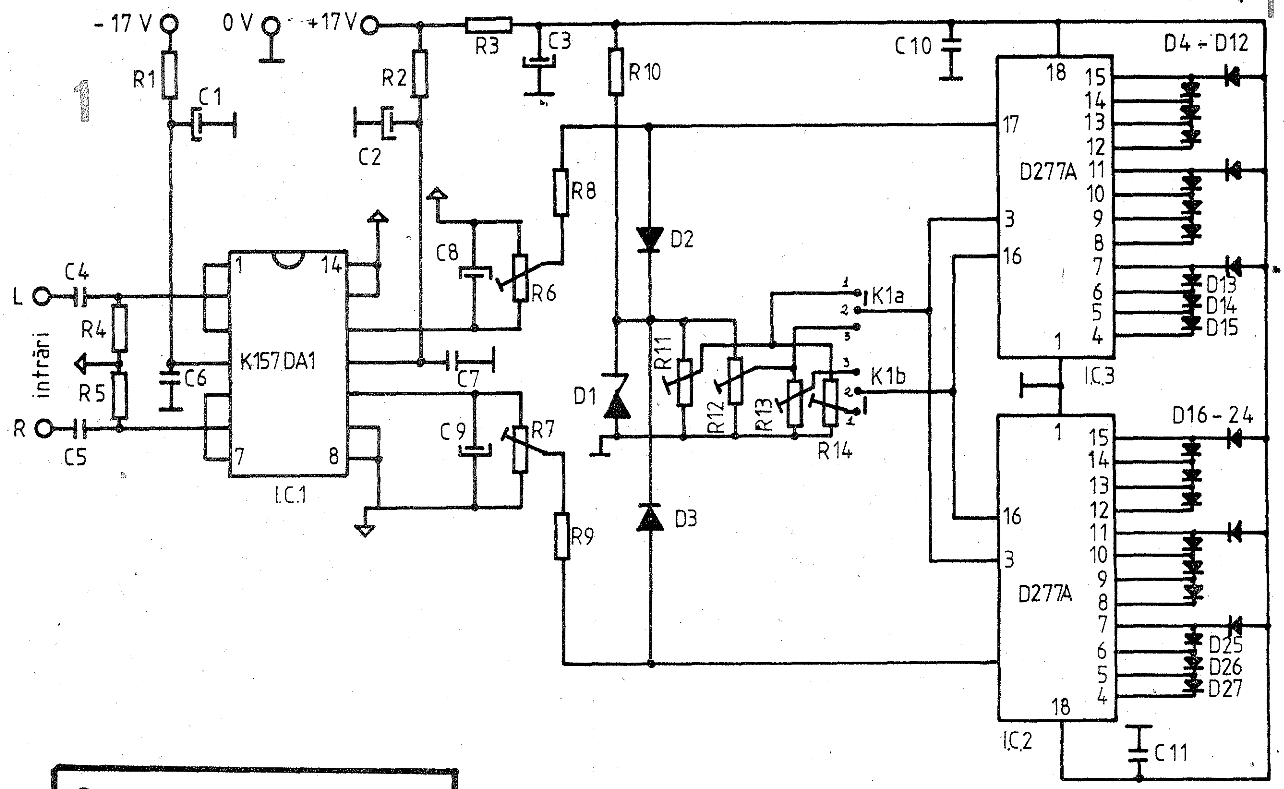
Diodele D2 şi D3 au rolul de a proteja intrările circuitelor IC2 şi IC3, dacă pe acestea apar tensiuni mai mari de 6 V.

Alimentarea montajului se face de la o sursă de tensiune stabilizată, capabilă să furnizeze -17 V la 10 mA şi +17 V la 100 mA.

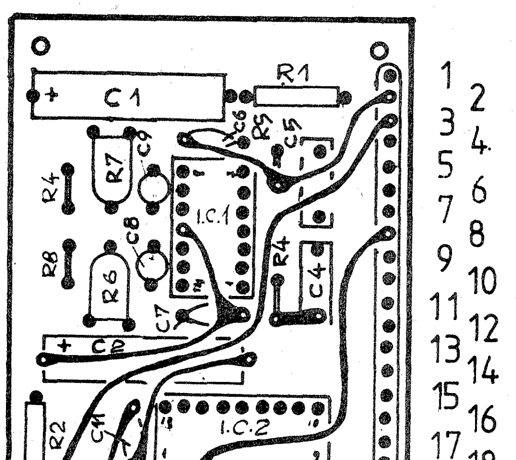
La realizarea cablajului s-a folosit sticlotextolit dublu placat. Desenul cablajului (faţa B) este ilustrat în figura 3, iar dispunerea pieselor şi faţa A a cablajului sînt ilustrate în figura 2, ambele la scara 1:1.

Reglajul se realizează astfel: după alimentarea montajului cu cele două tensiuni, se scurtcircuitează intrarea, caz în care toate LED-urile trebuie să fie stinse; în caz contrar, se acţionează asupra rezistenţei R14. Comutatorul K1 se aduce în poziţia corespunzătoare primului domeniu de măsură, iar la intrare se injectează un semnal sinusoidal cu frecvenţa de 1 000 Hz şi nivelul de 30

1



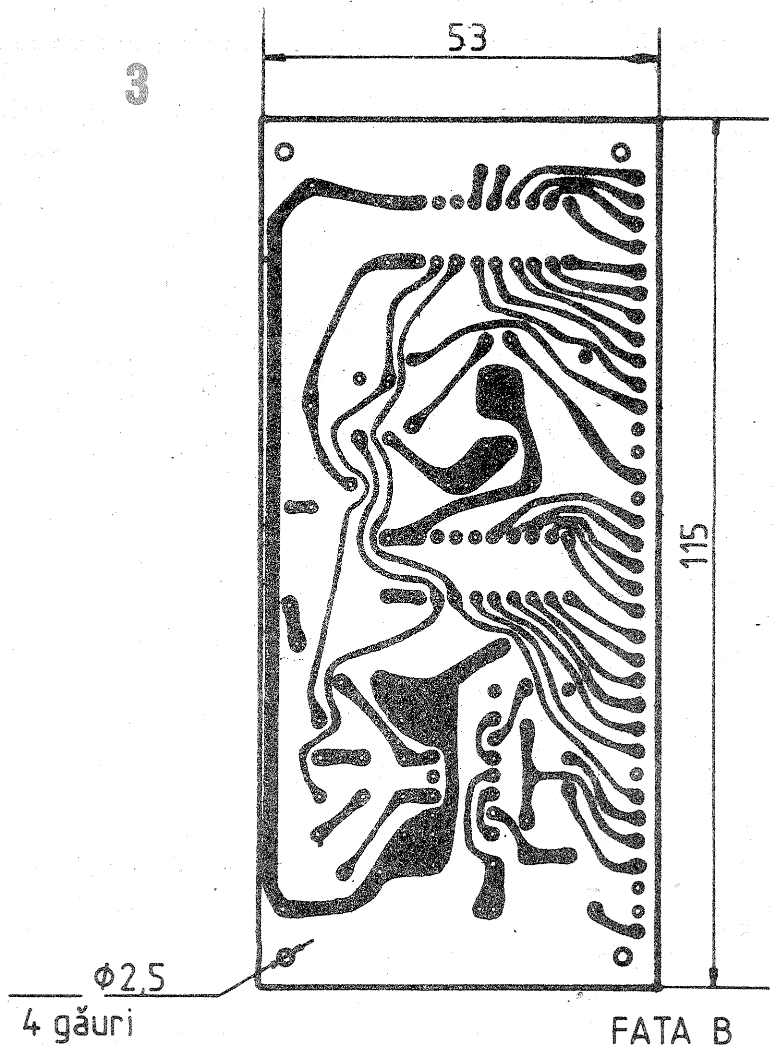
2

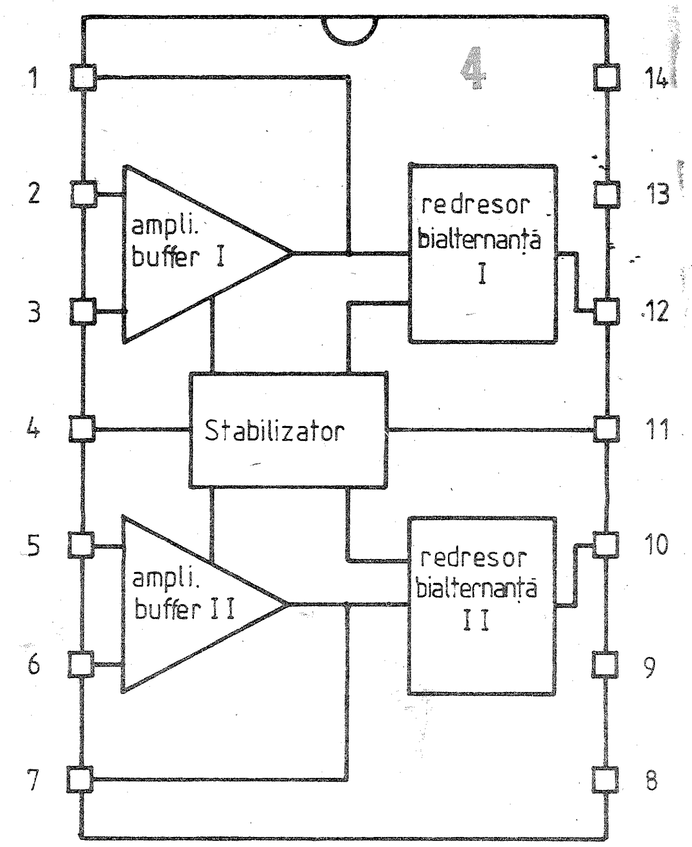


FAŢA A

Scara 1:1

1- +Vcc(+17V)
2- GND (0V)
3- -Vcc(-17V)
4- intrare R
5- masă intrare
6- intrare L
7- K1b
8- K1a
9÷20-comandă LED-canal R
21÷24-K1
25÷36-comandă LED-canal L





1 - ieșire amplificator/intrare redresor I
2 - intrare neinversoare amplificator I
3 - intrare inversoare amplificator I
4 - alimentare tensiune negativă [-Vcc]
5 - intrare inversoare amplificator II
6 - intrare neinversoare amplificator II
7 - ieșire amplificator/intrare redresor II
8 - masă
9 - masă
10 - ieșire redresor II
11 - alimentare tensiune pozitivă [+Vcc]
12 - ieșire redresor I
13 - masă
14 - masă

mV. Reglînd R11 se va urmări ca LED-urile D4...D13 (D16... D25) să fie active. Se scade nivelul semnalului la circa 1...5 mV și, reglînd R14, se va urmări ca doar dioda D4 (D16) să fie activă. Se aduce semnalul de intrare la un nivel peste 30 mV, caz în care toate LED-urile trebuie să fie active. Cu aceasta, primul domeniu de măsură a fost reglat. Se trece comutatorul K1 în poziția corespunzătoare domeniului al doilea de măsură, la intrare se injectează un semnal cu nivelul de 35 mV, iar din R13 se va urmări ca LED-ul D4 (D16) să fie activat. Se ridică nivelul semnalului la 300 mV și R12 se va regla astfel încît diodele D4...D13 (D16...D25) să fie active. Diodele D13 și D25 — de culoare galbenă — indică în acest caz încărcarea maximă a amplificatorului de putere. Desigur, se pot alege și alte domenii de măsură (indicație), reglajul efectuîndu-se în maniera de mai sus. Rezistențele R6 și R7 ajută la reglajul global al indicației. De notat că pentru indicație minimă se activează diodele legate la pinii 15, iar pe măsură ce nivelul semnalului crește, se activează diodele de la pinii 14, 12 etc., dioda conectată la pinul 4 corespunzînd semnalului de nivel maxim.

Se vor folosi componente de calitate, verificate înainte de montare. VU-metrul se va conecta la intrarea amplificatorului audio de putere, dar se poate cupla în orice punct al lanțului audio, impedanța de intrare fiind suficient de mare, dictată de rezistențele R4 (R5), în cazul de față 200 kΩ.

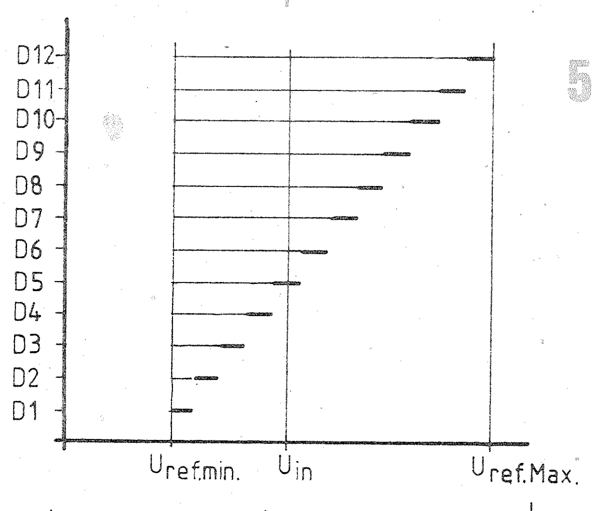
Detaliile de asamblare mecanică rămîn la latitudinea constructorului amator, reamintind doar faptul că în cazul circuitului integrat B277A (UAA180) scala va fi liniară.

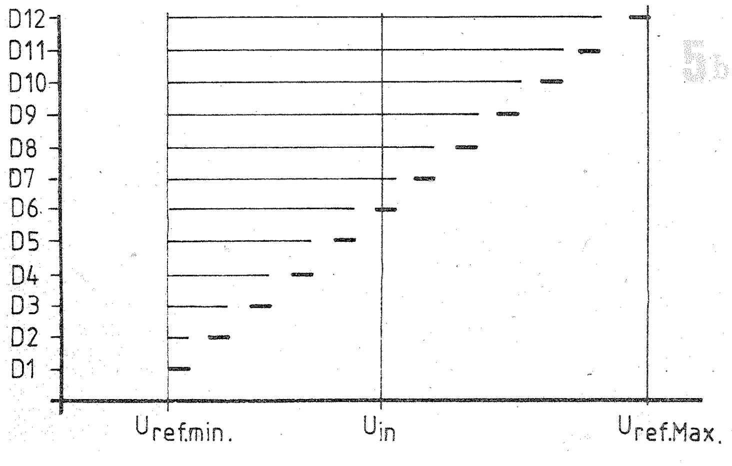
Lista componentelor

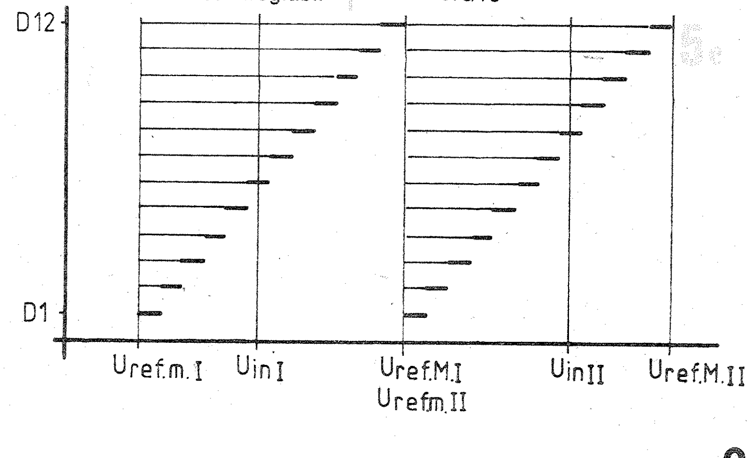
— R1; R2; R3	50 Ω
— R4; R5	200 kΩ
— R6; R7; R11; R12	10 kΩ, semireglabil
— R8; R9	10 kΩ
— R13; R14	100 kΩ, semireglabil
— R10	200 Ω
— C1; C2; C3	47 μF/25 V
— C4; C5	220 nF
— C6; C7; C10; C11	100 nF, ceramic-plachetă
— C8; C9	1,5 μF/35 V
— D1	PL5Z6V
— D2; D3	BA244
— D4...D12	MDE1103V
— D16...D24	MDE1103V
— D13; D25	MDE11036
— D14; D15; D26; D27	MDE1103R
— IC1	K157DA1
— IC2; IC3	D277 A (UAA180)

BIBLIOGRAFIE

— Colecția TEHNIUM
— RADIO, 5—6/1981
— Integrierte Schaltungen für die Unterhaltungselektronik, SIEMENS — 1978/79







DENSITOMETRU

Ing. LAURENŢIU GIURGEA

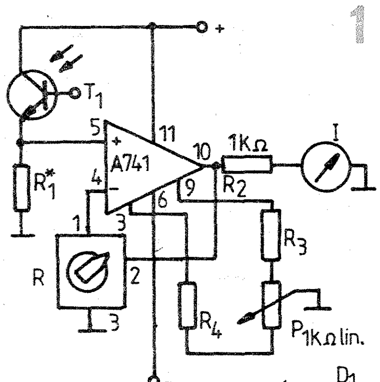
Aparatul propus acelor cititori ai revistei care, printr-o fericită asociere, sînt pasionaţi atît de electronică, cît şi de foto, este relativ uşor de realizat, cu piese uşor de procurat. Prin folosirea lui se va obţine, pe de o parte, o mare economie de materiale şi timp, iar pe de altă parte, o sensibilă creştere a calităţii realizărilor, cu aceeaşi calitate a materialelor. Utilizarea lui de bază este pentru alb-negru. Cu precauţii, însă, el poate fi folosit şi la color.

1. **Descriere tehnică**

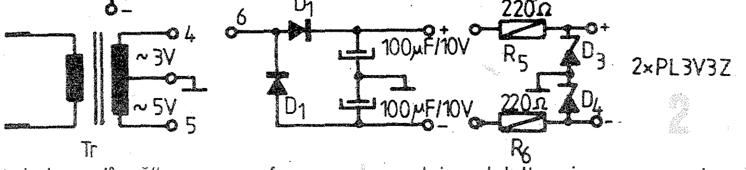
Aparatul se compune dintr-un element fotosensibil, un amplificator de curent continuu cu amplificarea reglabilă în trepte în raport de 2/1 şi un instrument indicator.

Ca element fotosensibil se foloseşte un fototranzistor. Pentru amplificator este preferată soluţia unui amplificator integrat, avînd amplificarea mai mare şi mai stabilă, mai ales la variaţii de temperatură.

Pe intrarea inversoare, prin reţeaua R, se aplică reacţia negativă



1



2

destul de „adîncă", ceea ce face ca amplificarea să nu mai depindă de amplificarea intrinsecă a integratului, ci exclusiv de coeficientul de transfer al buclei. Coeficientul de transfer, reglabil, are valorile: 1, 1/2, 1/4, 1/8 etc. Pentru amplificare globală mai mare de 500, aparatul trebuie să fie prevăzut cu posibilitatea de reglaj al poziţiei de nul. Aceasta se realizează din reţeaua R3, P, R4. Alimentarea se poate face în două variante: stabilizată şi nestabilizată. Poate fi luată în considerare şi alimentarea din 4 baterii de 1,5 V, cu priza mediană la masă. Trebuie însă ţinut cont de faptul că, la o amplificare de 10^5 pînă la 10^6, cît are amplificatorul A741 în buclă deschisă, la o amplificare finală maximă de circa 1 000 se poate aplica o reacţie negativă de 40—60 dB. Aceasta conferă montajului o stabilitate care nu mai necesită o alimentare stabilizată. Din figura 2 se poate alege varianta alimentării nestabilizate, prin legarea punctului 4 cu 6, sau a celei stabilizate, prin cuplarea punctului 5 cu 6 şi cuplarea în continuare a stabilizatorului. În primul caz rezultă o sursă nestabilizată de ±4,5 V, iar în cazul al doilea o sursă de alimentare stabilizată de ±3,2 V.

2. **Realizare practică**

Realizarea practică nu ridică probleme; ea poate fi abordată cu succes şi de către cei care sînt mai mult fotografi şi mai puţin electronişti.

Fototranzistorul este din pliculeţul din comerţ aflat sub numele de „comandă optică", produs de I.P.R.S.-Băneasa. El trebuie introdus într-o sondă confecţionată după indicaţiile din figura 7, sau o construcţie şi mai inspirată. Cum sonda va fi foarte mult manipulată, trebuie să aibă o construcţie robustă. Pentru aceasta se vor folosi două bucăţi de textolit, B şi C, groase de 6 mm, sau mai multe prin suprapunere, pînă la obţinerea acestei grosimi, de dimensiuni 30 x 10 mm şi o bucată de melamină albă, tot de 30 x 10 mm. Pe partea inferioară a sondei se lipeşte o bucată de material textil, D, care să permită o alunecare uşoară a acesteia pe rama de mărit. Gaura de diametru 4,8 mm se dă cît mai aproape de marginile sondei, pentru a permite acesteia să pătrundă cît mai adînc în colţurile ramei. Rămîne, deci, să hotărîţi singuri cota d, în funcţie de precizia de execuţie a găurii, pe care o puteţi asigura. Gaura pentru introducerea cablului de conectare a sondei (care se recomandă să fie blindat, pentru mai multă rezistenţă la flexări repetate) o alegeţi astfel încît prin strîngerea celor două plăci, A şi B, acesta să fie montat fest.

După filetarea plăcuţei B cu M3, se lipeşte cu prenadez plăcuţa de melamină de aceasta şi se continuă gaura de 4,8 mm şi prin ea.

Se lipesc emitorul lui T1 la firul cald şi colectorul la tresă, se strînge şurubul M3, se lipeşte materialul textil D şi sonda este gata. Ea este semidemontabilă, permiţînd deci unele intervenţii ulterioare.

Cu excepţia lui I, Tr, R, P şi a sondei, celelalte piese se montează pe o plăcuţă de cablaj imprimat.

Instrumentul I este un miliampermetru cu deviaţia maximă pentru 1 mA. Dacă avem altul mai sensibil, rezistenţa R2 se calculează cu formula:

$$R2\ (k\Omega) = 1/I(mA)$$

Dacă sensibilitatea instrumentului este de 10 mA, atunci alimentarea va fi obligatoriu stabilizată.

Scala lui I se demontează, în locul ei desenîndu-se alta, ca în figura 6. Se observă că, de fapt, sînt două scale: una liniară 0—10 şi alta în trepte de diafragmă. Ea fie că se desenează pe o foaie de hîrtie de calitate şi se lipeşte peste cea veche, fie, mai bine, se desenează la o mărime comodă, se fotografiază şi se copiază la scara corespunzătoare. Trebuie avută grijă ca punctele „0", „10" şi centrul cercului scalei liniare să fie identice cu ale scalei originale. Desigur, ideal ar fi fost să fi dispus de un instrument cu scală logaritmică.

Rezistenţele R3 şi R4 se determină experimental. Dacă R se dimensionează astfel încît nu se depăşeşte amplificarea de 500, atunci R3 şi R4 se elimină, P are valoarea de 10 kΩ, semireglabil, se montează pe plăcuţă şi nulul se reglează o singură dată, la punerea la punct a montajului, pe scala cea mai sensibilă.

Dacă amplificarea maximă se alege peste 500, atunci la stabilirea nulului prin metoda anterioară, se măsoară rezistenţele dintre cursor şi cele două capete ale potenţiometrului de la 10 kΩ, valori care se vor folosi pentru R3 şi R4 şi între care se intercalează acum P, de 1 kΩ. Reglarea nulului se va face întotdeauna la întuneric total, realizat prin mascarea, în întuneric, a fototranzistorului cu o bucată de catifea neagră. Reglajul nulului va compensa în acest caz şi curentul rezidual „de întuneric" al fototranzistorului. Evident, reglarea nulului se face pe nulul scalei liniare, deci deviaţie nulă, şi nu pe poziţia „0" a scalei în trepte de diafragmă.

Pentru reţeaua R sînt posibile două variante, figurile 3 şi 4. Prima este mai ieftină şi mai uşor de realizat. Are însă dezavantajul că este mai greu de găsit toată gama de rezistenţe. A doua este mai scumpă, dar are avantajul că nu mai necesită decît rezistenţe de două valori. Necesită însă precauţii mai mari în realizare.

Cu valorile din schemă, montajul realizează o amplificare maximă de 2^7, adică 128. Pentru amplificări mai mari, se extinde reţeaua R. Reţeaua din figura 3 se extinde prin adăugarea de rezistenţe de valori: 128 kΩ, 256 kΩ etc. Cea din figura 4 se extinde prin montarea în continuare de celule, în aceeaşi configuraţie.

Comutatorul K ar trebui în mod normal să fie de tip cu galeţi, cu 12 poziţii. El permite realizarea unei amplificări maxime de 2 048 şi, dacă permite rotirea continuă, fără capăt de cursă, astfel ca după poziţia 12 să urmeze 1, nu mai necesită marcare. Pe întuneric, prin asocierea poziţiei acestuia cu limba mică a unui ceas imaginar, este foarte uşor de stabilit pe ce poziţie se află.

Cadranul instrumentului I, însă, trebuie iluminat cu beculeţ roşu sau un LED de aceeaşi culoare (sau iluminat cu lumină interioară albă şi înlocuit gemuleţul cu unul de culoare inactinică). Pe schemă, beculeţul nu apare deoarece se poate eventual chiar renunţa la el, citirea urmînd a se face la iluminatul inactinic general al laboratorului.

Transformatorul Tr este din cele de sonerie, din comerţ.

Diodele D1 şi D2 sînt de orice tip, chiar din acelea punctiforme, în capsulă de sticlă.

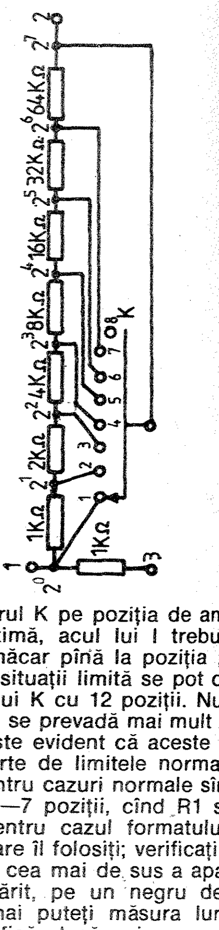
3. **Punerea la punct a montajului**

Montajul nu pune probleme deosebite de realizare. Excursia ieşirii lui A741 fiind maximum 1 V, spre „+", tensiunea de alimentare a lui, de ± 3 V, asigură rezerva necesară — se ştie că ieşirea lui A741 poate urca pînă la aproape de 1 V de „+", dar nu coboară la mai aproape de 2 V de „—".

O atenţie specială trebuie acordată reţelei R, în cazul că se optează pentru varianta din figura 4. Rezistenţele de 1 kΩ vor fi lipite chiar pe picioţii comutatorului. Rezistenţele de 2 kΩ li se vor lipi cîte un capăt într-un punct comun. În acest punct se va aduce un fir de la masa plăcuţei. Celelalte capete se lipesc la picioţii comutatorului. Aţi recunoscut, desigur, precauţiile ce se iau la realizarea amplificatoarelor audio care lucrează cu amplificări mari, la realizarea traseului de masă.

Urmează să se determine valoarea rezistenţei R1. Toate referirile de acum încolo se fac numai la scala treptelor de diafragmă. Pentru aceasta se pune K pe poziţia cu amplificarea cea mai mică. În camera obscură, pe masa de mărit, se realizează cea mai mare iluminare pe care o veţi folosi vreodată. Aceasta este: aparatul de mărit în poziţia cea mai de jos în care mai puteţi obţine imaginea clară a filmului, fără film şi cu diafragma la deschiderea maximă. În această situaţie, cu sonda pe rama de mărit, evident cu fototranzistorul în sus, reglaţi R1 pentru ca acul lui I să stea pe reperul „0". Închizînd diafragma cu cîte o treaptă, acul trebuie să devieze pe „—1", „—2" etc.

Se ridică aparatul de mărit în poziţia cea mai de sus, se pune în caseta filmului un film voalat, se închide diafragma maxim posibil. Cu



3

comutatorul K pe poziţia de amplificare maximă, acul lui I trebuie să devieze măcar pînă la poziţia „—4".

Aceste situaţii limită se pot obţine în cazul lui K cu 12 poziţii. Nu este indicat să se prevadă mai mult de 12 poziţii. Este evident că aceste limite sînt departe de limitele normale de lucru. Pentru cazuri normale sînt suficiente 6—7 poziţii, cînd R1 se reglează pentru cazul formatului minim pe care îl folosiţi; verificaţi dacă în poziţia cea mai de sus a aparatului de mărit, pe un negru de film normal mai puteţi măsura lumina.

Se verifică dacă prin comutarea lui K cu o treaptă în sus sau în jos, acul lui I se deplasează tot cu o treaptă.

În cazul că procurarea unui instrument constituie o dificultate insurmontabilă, acesta poate fi înlocuit cu un LED; aprinderea lui, prin manipularea lui K, va determina momentul cînd acul lui I ar arăta „0". Testînd alt punct din cîmpul luminos şi acţionînd K, reaprinderea LED-ului şi luarea în considerare a numărului de trepte cu care am acţionat K vor permite determinarea deviaţiei acului lui I, evident cu o eroare de ±1/2 trepte, ceea ce este acceptabil.

4. **Utilizarea densitometrului**

4.1. **Reglarea aparatului de mărit**

Se montează aparatul de mărit, fără caseta filmului în el. Cu sonda se explorează cîmpul luminos creat de pe rama de mărit. Se reglează poziţia becului în aparatul de mărit, dacă aceasta este posibil din construcţie astfel ca diferenţa de indicaţie pe I să nu fie mai mare de o treaptă între centru şi colţuri. Se iau toate măsurile posibile pentru atingerea acestui deziderat, schimbarea becului, montarea sau scoaterea geamului mat etc. Pentru exemplificare: la un aparat de mărit CROKUS, deşi permite o largă gamă de reglaje ale sursei de lumină, nu s-a putut obţine o neuniformitate mai mică de o treaptă, în timp ce pentru un aparat OPEMUS, deşi sursa de lumină este fixă, diferenţa era de 1/2 trepte. Explicaţia: calitatea obiectivului. Nu cădeţi în greşeala de a fo-

iosi obiectivul aparatului de fotografiat la cel de mărit: îl veți distruge.

4.2. Obținerea probei standard pentru o hîrtie dată

Asigurăm, prin reglarea diafragmei obiectivului aparatului de mărit, o iluminare moderată, iluminare cu care lucrăm de regulă. Să zicem că developarea 5, adică acul lui I deviază la „0", iar comutatorul este pe poziția 5 — situația care trebuie să fie echivalentă cu poziția 4 a lui K și „—1" a lui I etc.

Tăiem o fișie lungă de 8 cm și lată de 1 cm, din hîrtia pe care o vom folosi și o punem pe masa de mărit. Acoperim fișia de hîrtie, mai puțin o lungime de 1 cm, și aprindem lampa aparatului de mărit. Ținem expusă proba 64 de secunde. Mai descoperim o porțiune de 1 cm și expunem, ambele porțiuni, 32 de secunde. Continuăm să descoperim fișie după fișie, expunînd de fiecare dată timpul anterior pe jumătate. Penultima și ultima expunere vor fi de o secundă. Porțiunile de lungime 1 cm vor fi expuse în total 128, 64,..., 2, 1 secunde, conform tabelului.

Proba noastră va trebui să arate ca în figura 5. Dacă la cele două capete nu obținem albul suportului și negrul complet, înseamnă că întreaga scară trebuie deplasată fie spre alb, fie spre negru, prin modificarea condițiilor de iluminare. Pe scara de gri obținută se poate vedea că, pe partea din mijloc, diferențele de înnegrire sînt relativ egale de la o zonă la alta, pe cînd spre capete, ele se micșorează și în final orice diferență dispare. Este reprodusă, de fapt, curba de înnegrire a hîrtiei, care are o porțiune liniară la mijloc, aplatizată spre capete, doar că nu în formă continuă, ci discretă, limitată la numărul de trepte ales de noi. La o hîrtie moale, se pot obține 5—6 trepte de gri, pe cînd la una contrast abia 3—4. În final, obținînd proba din figura 5, scriem poziția lui K pe ea, în cazul nostru 5, și care de acum devine N (umărul) H (îrtiei), și timpii cu care s-au obținut diversele trepte de gri. Alegem zona care, deși neagră, mai are totuși o mică rezervă pînă la negrul complet și o notăm cu „0", în cazul nostru zona de 32 de secunde. Celelalte zone le notăm cu +/— cîte o treaptă spre dreapta și stînga.

Proba standard obținută se lipește pe plicul de hîrtie. Sub zonele de gri scriem treptele relative și alături de probă trecem NH și timpul pentru zona „0", în cazul nostru NH = 5, t = 32.

La fel vom proceda de acum cu fiecare plic nou, dacă nu cumva plicul vechi, la care avem proba deja făcută, nu face parte din aceeași șarjă — numărul șarjei este trecut pe plic, o dată cu celelalte date de valabilitate.

4.3. Lucrul cu densitometrul

Evident că pentru cei cu experiență în domeniul fotografic, cele ce urmează nu mai prezintă nimic nou. De aceea ele se adresează începătorilor care, folosind acest aparat, vor putea scoate de acum fotografii perfecte din punct de vedere tehnic, sub rezerva cunoașterii tehnicii de developare.

Folosirea densitometrului, în modul descris aici, are la bază presupunerea, valabilă într-o plajă care nu este exagerat de mare, că două materiale fotosensibile identice, expuse unul la o intensitate luminoasă I, timpul t, iar cealaltă la o intensitate I/n timpul nt, vor prezenta același grad de înnegrire.

De asemenea, se presupune că fotoamatorul a rezolvat problemele tehnice legate de posibilitatea păstrării relativ constante a parametrilor procesului de developare. Această problemă este relativ ușor de rezolvat pentru fotografia alb-negru, unde micile abateri pot fi ușor corectate din timpul de revelare, operația făcîndu-se la vedere tot timpul.

Punem în aparatul de mărit filmul nostru și reglăm aparatul la mărimea dorită a pozitivului. Cu sonda căutăm zona cea mai luminoasă. Reglăm din diafragmă intensitatea luminoasă pînă obținem indicația „0" la I. Căutăm acum zona cea mai întunecoasă de pe proiecție și citim indicația lui I. Dacă deviația acului este prea mică pentru a putea fi citită, comutăm din K una sau mai multe trepte, ținînd cont ca la indicația acului lui I să scădem numărul de trepte date din K. Astfel, dacă am obținut, de pildă „—3", prin acționarea cu două trepte a lui K, indicația reală va fi „—5".

Căutăm un plic de hîrtie care are extremele la fel ca filmul nostru. Acesta este cazul ideal. Deci, dacă noi avem K pe poziția 5, indicațiile extreme „0" și „—5", vom avea nevoie de o hîrtie cu NH = 5 și care are prima treaptă de alb distinctă de albul suportului notată cu „—5". Vom expune timpul notat pe plic, să zicem 32 de secunde, și vom obține o fotografie perfectă. Dacă dorim să schimbăm cadrajul, să ridicăm sau să coborîm aparatul de mărit, singurul lucru ce-l avem de făcut este să reglăm din diafragmă aceeași intensitate luminoasă în aceleași puncte ca în primul caz. Sau dacă nu reușim, potrivind K mai mult sau mai puțin cu o treaptă, corectînd timpul de expunere. Este de preferat să realizăm condiții de iluminare astfel ca timpul de expunere să fie 5-30 s.

Acesta este cazul fotografiilor făcute pe filme normale, în condiții de iluminare normale, cu respectarea indicațiilor exponometrului, developate normal și copiate pe hîrtie normală. Valoarea lor va fi și ea tot „normală", respectiv fotografii bune pentru albumul de familie. Pentru genul acesta de fotografii nu este nevoie de densitometru deoarece, respectînd regulile de bază de laborator, se pot obține fotografii bune după o practică minimă.

Dacă nu avem decît o singură marcă de hîrtie, din nefericire cazul cel mai frecvent printre amatori, sau dacă dorim să obținem efecte speciale, urmează partea de decizie. Dacă filmul are mai multe trepte de gri decît hîrtia, cazul normal, de altfel, se va hotărî ce anume rămîne în negru sau în alb. Pentru aceasta, reglăm din diafragmă intensitatea luminoasă astfel ca nuanțele ce dorim să fie reproduse corect să se găsească în zona liniară a curbei de înnegrire. Dacă filmul are mai puține trepte de gri decît hîrtia, cazul unor fotografii în condiții de iluminare speciale, putem alege dacă treptele de gri vor fi reproduse pe o copie cu tentă generală mai închisă sau mai deschisă. Ca unul care am fost nevoit să mă limitez mereu la hîrtia disponibilă din comerț, am mers pînă acolo încît, tratînd aceeași hîrtie în revelatoare diferite și făcînd proba test în aceste condiții diferite, să obțin, de fapt, „hîrtii diferite".

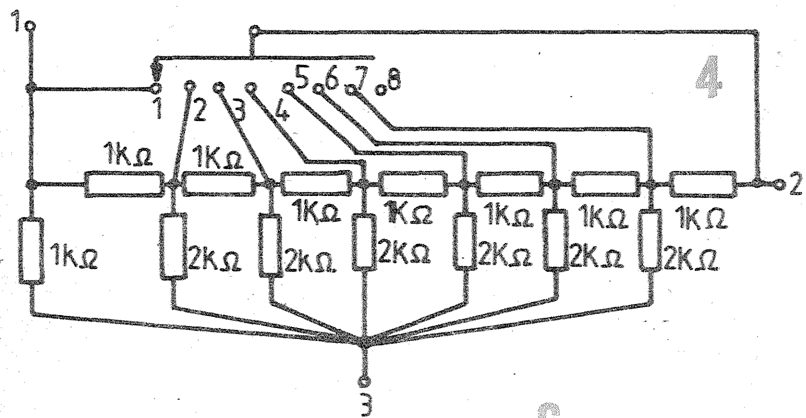
Evident că, similar, dacă nu putem obține „0" pentru aceeași poziție a lui K, din proba test, o vom obține la altă poziție, făcînd corecțiile de timp necesare.

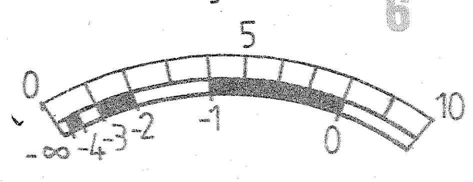
Cu timpul se cîștigă experiență și nici nu mai este nevoie să privim scara de gri. Abia acum se vede marele avantaj al acestei metode de lucru: se programează aspectul final al unei fotografii așa cum vă arăta ea gata, uscată și la lumina zilei, pe baza datelor dorite și aflate în memorie, deoarece avem garanția că ele vor putea fi realizate întocmai. Iar ca rebut rămîne doar bucata din care am confecționat proba standard.

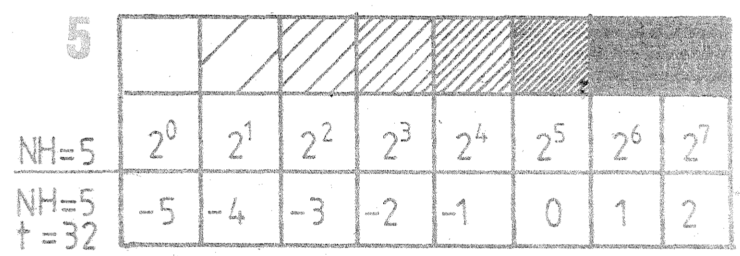
Pentru color, din păcate, singurul ajutor pe care îl putem avea este acela, că o dată stabiliți timpul de expunere și filtrajul corector, putem păstra parametrii pentru alt cadru de film și alt cadraj.

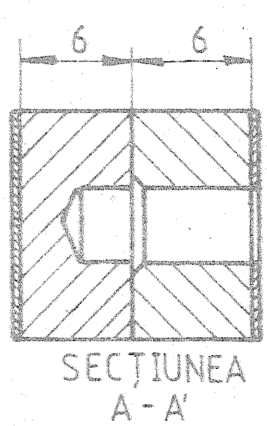
Desigur că unii se vor întreba dacă nu ar fi posibil ca timpul de expunere să fie stabilit și realizat automat, electronic. Este, și încă destul de ușor. Trebuie ca sonda să citească valoarea mediată a intensității luminoase a filmului și această valoare, încărcînd un condensator, va regla timpul de expunere. Nu este însă o soluție fericită pentru cei ce doresc să facă artă fotografică. Este la fel cu diferența dintre a fotografia cu un aparat cu exponometru încorporat sau a măsura cu exponometrul în diverse puncte și a decide parametrii expunerii — încercați o fotografie în contralumină cu un astfel de aparat, va ieși o catastrofă.

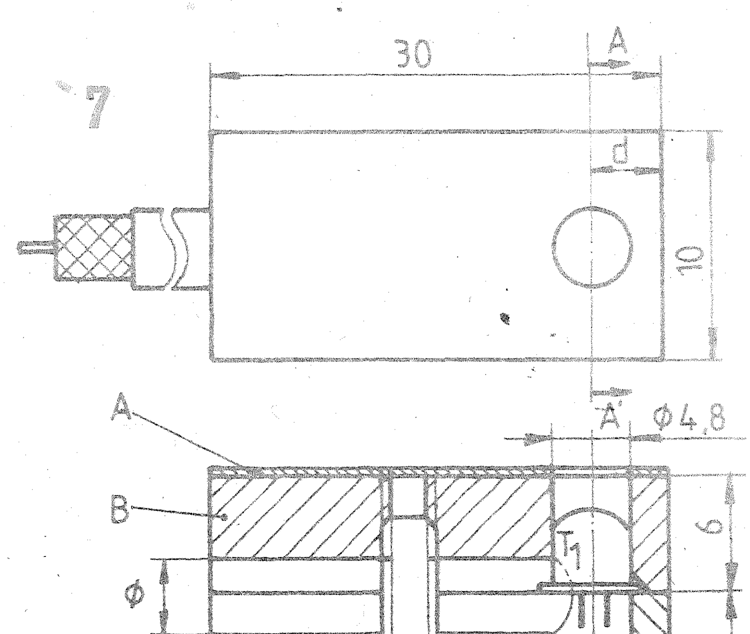
Zona / t	1	2	3	4	5	6	7	8
64	64							
32	32	32						
16	16	16	16					
8	8	8	8	8				
4	4	4	4	4	4			
2	2	2	2	2	2	2		
1	1	1	1	1	1	1	1	
1	1	1	1	1	1	1	1	1
tΣ	2^7	2^6	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0







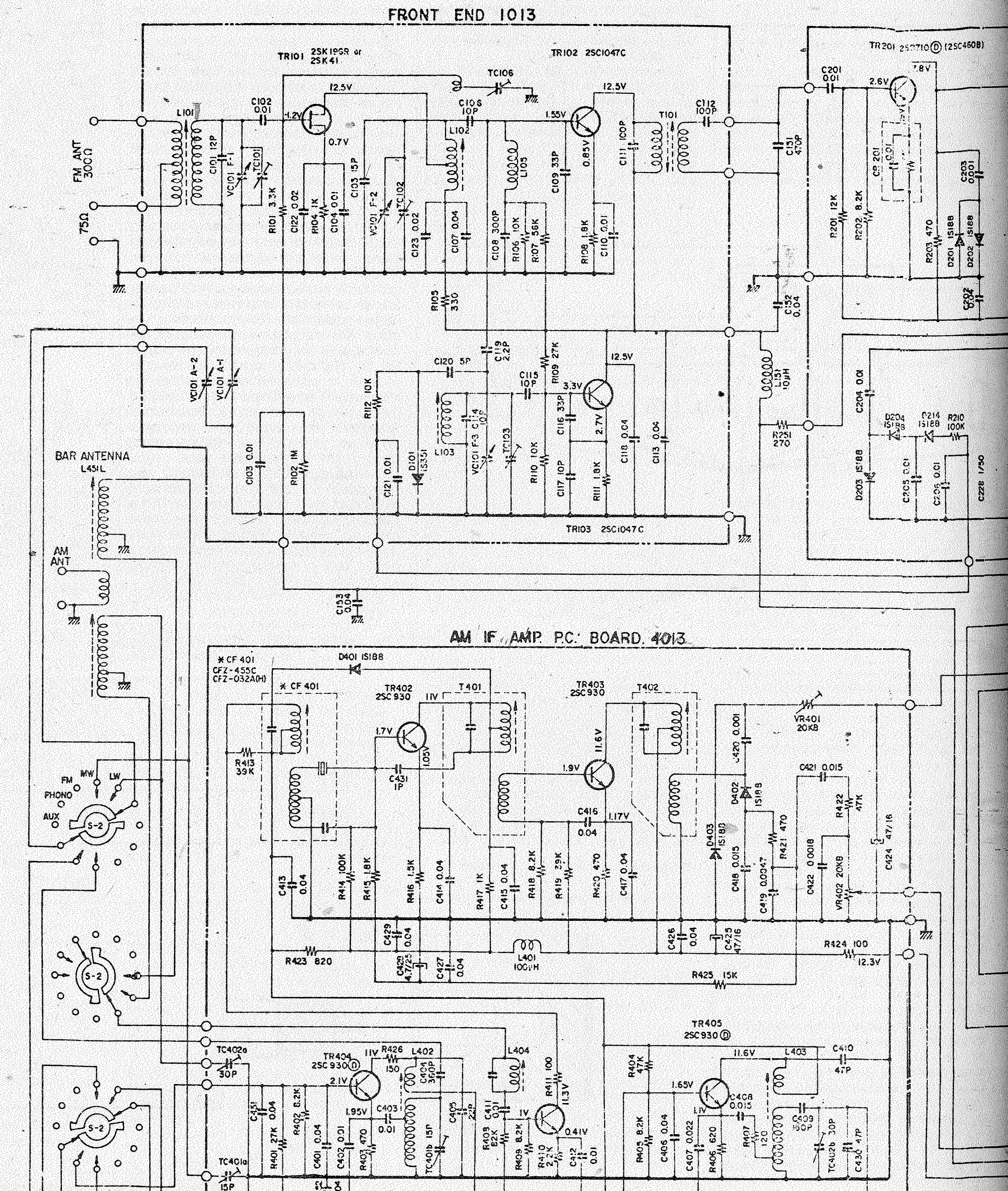




AKAI 8030L

Sub această denumire este prezentat un tuner pentru UUS banda 88-108 MHz, UL și UM.

De remarcat că în tunerul UUS amplificatorul RF este un FET, ceea ce contribuie la o selectivitate pronunțată. Aici se



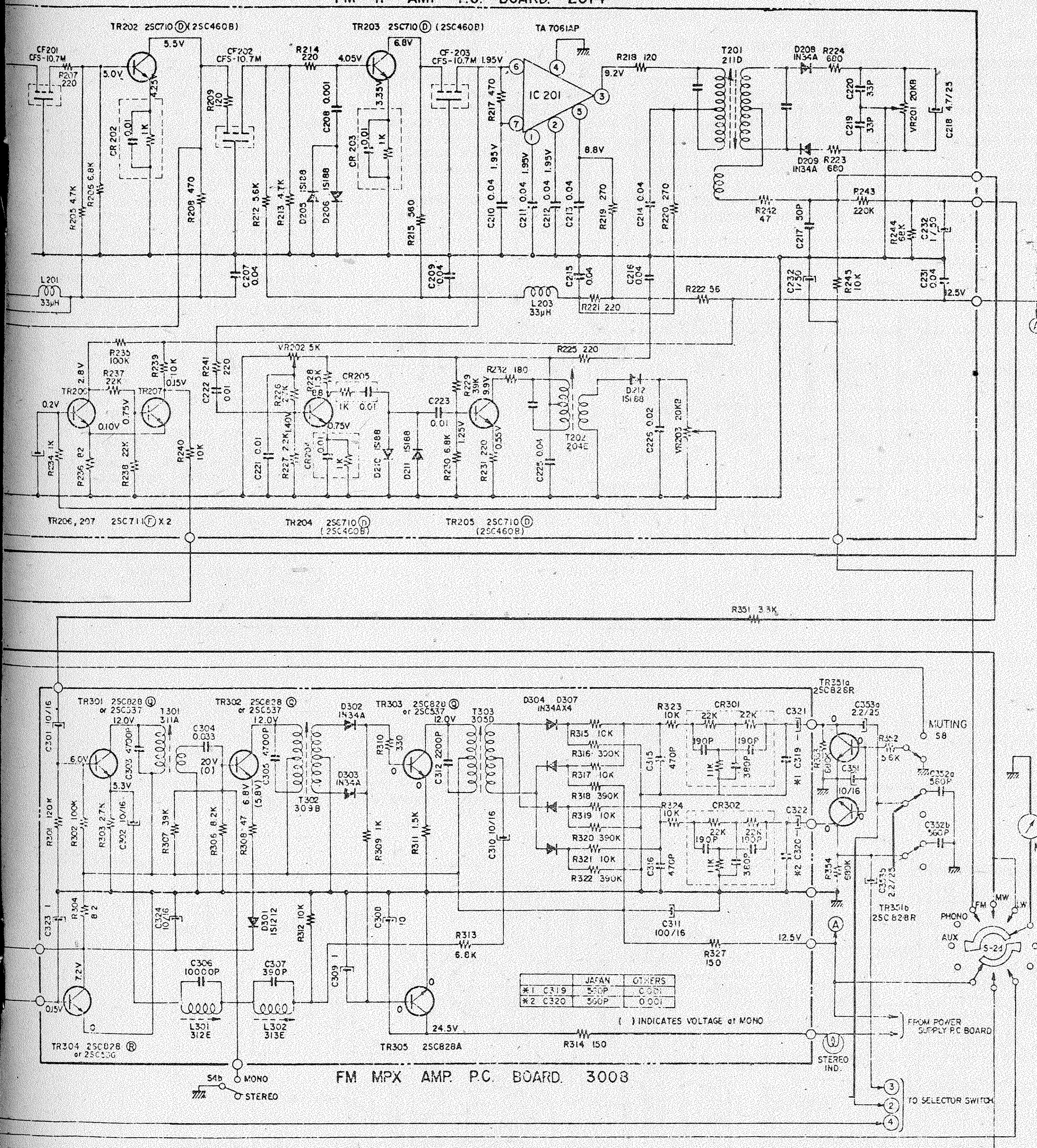
poate planta și BF245.

Restul tranzistoarelor din acest tuner pot fi BF200 sau BF214-215.

În amplificatorul de frecvență intermediară sînt utilizate tranzistoare de tipul BF214-BF215.

Tranzistoarele din ieșirea AF trebuie să aibă zgomot mic și ele se vor selecționa din BC109 sau vor fi plantate fără alte modificări BC413. Circuitul integrat TA7061 din lanțul IF nu are echivalent.

FM IF AMP P.C. BOARD 2014



FM MPX AMP. P.C. BOARD 3008

TRANSMISIUNI ÎN INFRAROȘU

Cea mai cunoscută și utilizată modalitate de transmisiune fără fir a informației (analogică sau numerică) este cea prin unde electromagnetice în domeniul lungimilor de unde radio. Distanța între punctele de emisie și recepție într-un astfel de caz este foarte mare. Pe lîngă această posibilitate de comunicație, informația mai poate fi transmisă prin modularea de undă luminoasă, de cîmp electric sau de cîmp magnetic. În ultimele două cazuri distanța emițător-receptor este redusă.

În ultimul timp, transmisiunile prin fascicul luminos au căpătat o răspîndire apreciabilă, găsindu-și aplicabilitatea în domenii din cele mai variate. În această categorie un loc aparte îl constituie sistemele care utilizează emisia și recepția în domeniul radiației în infraroșu, a cărei lungime de undă este axată în jurul a 950 nm. Aplicații interesante au fost realizate în acționarea de la distanță, în spații închise, a diferitelor echipamente electronice audio-video, în echipamente de protecție și alarmare, în sonorizarea sălilor de conferințe etc., ca să nu mai vorbim de cele speciale, militare.

Transmisiunea (emisie-recepție) în infraroșu are cîteva avantaje notabile:

— frecvența semnalului purtător ridicată (sute de kilohertzi);

— bandă largă de modulație (în cazul utilizării modulației de frecvență);

— interferență redusă cu alte semnale perturbatoare;

— zgomot de fond redus.

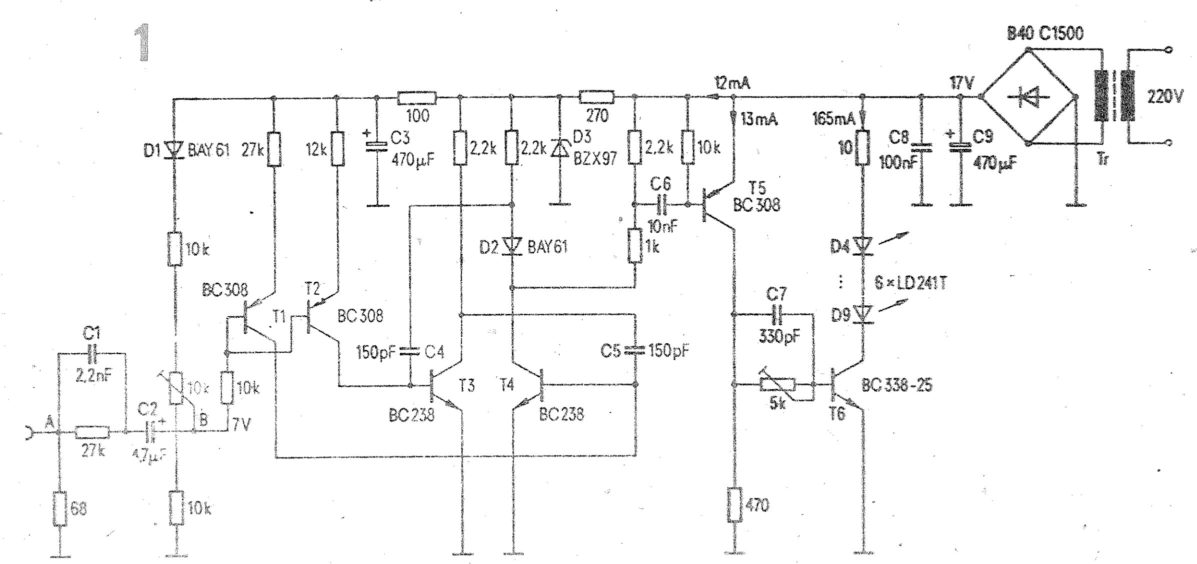
Distanța la care se realizează o astfel de comunicație, fără măsuri speciale pentru îmbunătățirea calității ei, este relativ mică, de ordinul zecilor de metri, datorită dispersiei radiației și absorbției acesteia de către mediul înconjurător. Transmisiunea se face fie prin undă directă, fie prin reflexie din obiectele înconjurătoare, fie prin combinația celor două, acesta din urmă fiind și cazul cel mai des întîlnit în practică. Pentru a avea o transmisiune de calitate, nivelul energetic raportat la suprafața de recepție trebuie să depășească 1 nW/mm². De asemenea, la proiectarea unui astfel de sistem trebuie ținut cont și de coeficientul de absorbție al suprafețelor de reflexie, care se situează între 30 și 50% din energia incidentă.

Una din aplicațiile despre care s-a scris mai puțin, referitor la transmisiunile în infraroșu, este aceea a sonorizării fără fir între sursa primară de semnal sau traductorul de presiune acustică (microfon) și amplificatorul de putere de redare, în cadrul sălilor de conferință sau al încăperilor în general.

În exemplificările următoare, „legătura" emițător-receptor este realizată prin intermediul unei radiații purtătoare în impusuri de infraroșu, a cărei frecvență poate fi axată între 90 kHz și 250 kHz. La toate schemele prezentate în continuare se utilizează modulația de frecvență, care are avantaje nete față de cea în amplitudine, deși ocupă o bandă mult mai largă în jurul frecvenței centrale.

În seria de publicații „Technische Mitteilung aus dem Bereich Bauelemente" a firmei SIEMENS, fizicianul Rudolf Knauer prezintă, pe lîngă considerațiile teoretice ale emisiei și recepției în infraroșu, și aplicații practice referitoare la acestea. Schema din figura 1 este un exemplu în acest sens. Ea reprezintă un emițător în infraroșu realizat cu componente discrete.

1

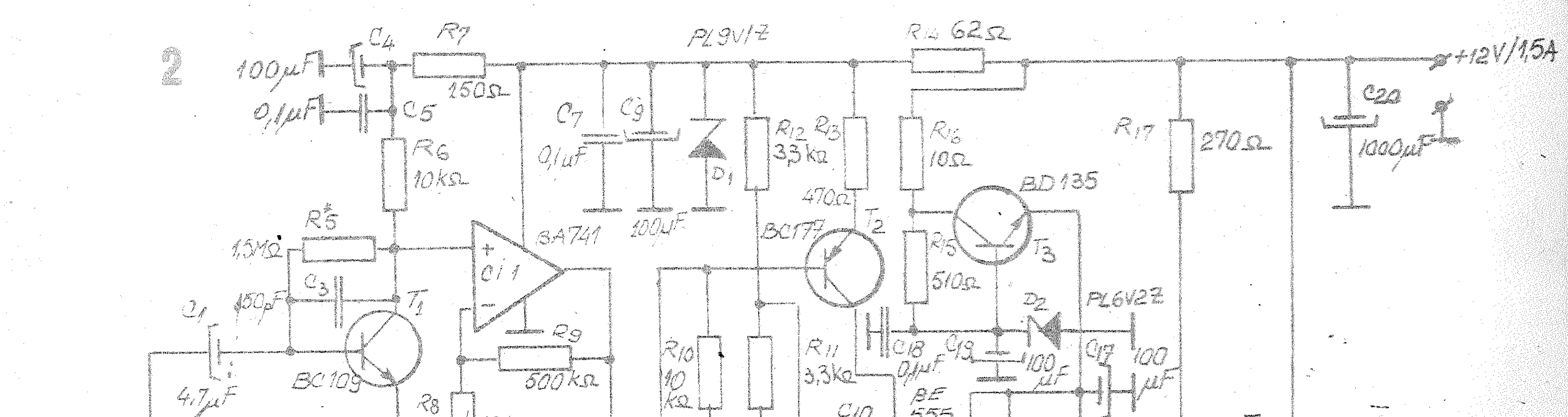


Principial, este vorba de un circuit basculant astabil comandat în tensiune. El este constituit din tranzistoarele T3 și T4 și componentele pasive aferente lor, respectiv condensatoarele C4 și C5, rezistențele și dioda din colectoarele lor. Bazele acestor două dispozitive active sînt polarizate prin intermediul generatoarelor de curent din tranzistoarele T1 și T2. La rîndul lor, bazele tranzistoarelor T1 și T2 sînt alimentate dintr-un divizor rezistiv reglabil (în schemă punctul B). Așa cum se observă din schemă, potențialul punctului B se fixează la aproximativ 7 V și se va măsura cu un voltmetru de curent continuu cu rezistența internă de cel puțin 20 kΩ/ V. În funcție de modificarea acestei tensiuni (semireglabilul de 10 kΩ), se ajunge la deplasarea frecvenței centrale de oscilație a astabilului între 80 kHz și 150 kHz, aceasta fiind o consecință a variației curentului prin tranzistoarele T1 și T2 și, implicit, și a curentului prin tranzistoarele T3 și T4.

Din datele furnizate de autor în publicația amintită, deviația de frecvență este de 4 kHz/V, dacă semnalul este aplicat în punctul A, iar în punctul B de 20 kHz/V.

Astfel, pentru o deviație standard de ± 50 kHz, este necesar un semnal de joasă frecvență cu amplitudinea de 12,5 V în punctul A și de numai 2,5 V în punctul B. În consecință, nu se poate cupla un microfon la acest emițător decît prin intermediul unui preamplificator auxiliar cu o amplificare suficient de mare (de ordinul miilor) pentru a ajunge la nivelul tensiunilor impuse. Dacă semnalul se aplică intrării A, acesta va suferi o accentuare a frecvențelor înalte, necesară ridicării raportului semnal/

2



zgomot la recepție. Constanta de timp a grupului C1 și rezistorul din paralel este dată de autor la valoarea de aproximativ 50—60 μs.

Etajul ce urmează după astabilul-modulator de frecvență, respectiv tranzistoarele T5 și T6, joacă rolul de amplificator de putere pentru semnalul dreptunghiular furnizat de tranzistorul T4. Separarea galvanică între astabil și acest etaj este făcută prin intermediul condensatorului C6, eliminînd în acest mod riscul ca, la defectarea uneia din componentele active sau pasive ale modulatorului, tranzistoarele T5 și T6 să rămînă în conducție permanentă și să distrugă prin încălzire excesivă „antena" de emisie, constituită din grupul de diode electroluminescente în infraroșu D4—D9.

Gruparea paralelă, formată din potențiometrul semireglabil de 5 kΩ și condensatorul C7 de 330 pF reduce timpul de „stocare" al tranzistorului T6 și implicit timpul de creștere și descreștere a curentului prin dispozitivele optoelectronice, scăzînd astfel puterea disipată pe fronturile impulsurilor.

Pentru a ușura disipația de căldură a dispozitivelor emisive, se recomandă, ca un detaliu constructiv, montarea axială (în linie) a acestora într-un suport de tablă.

În montajul prezentat puterea consumată în impulsuri în cele șase diode LD241T este de aproxiamtiv 4 W. La estimarea puterii utile disponibile (tot în impulsuri) se va ține seama de cîteva aspecte:

— randamentul de conversie în radiație de infraroșu este destul de scăzut și se situează între 5% și 10%;

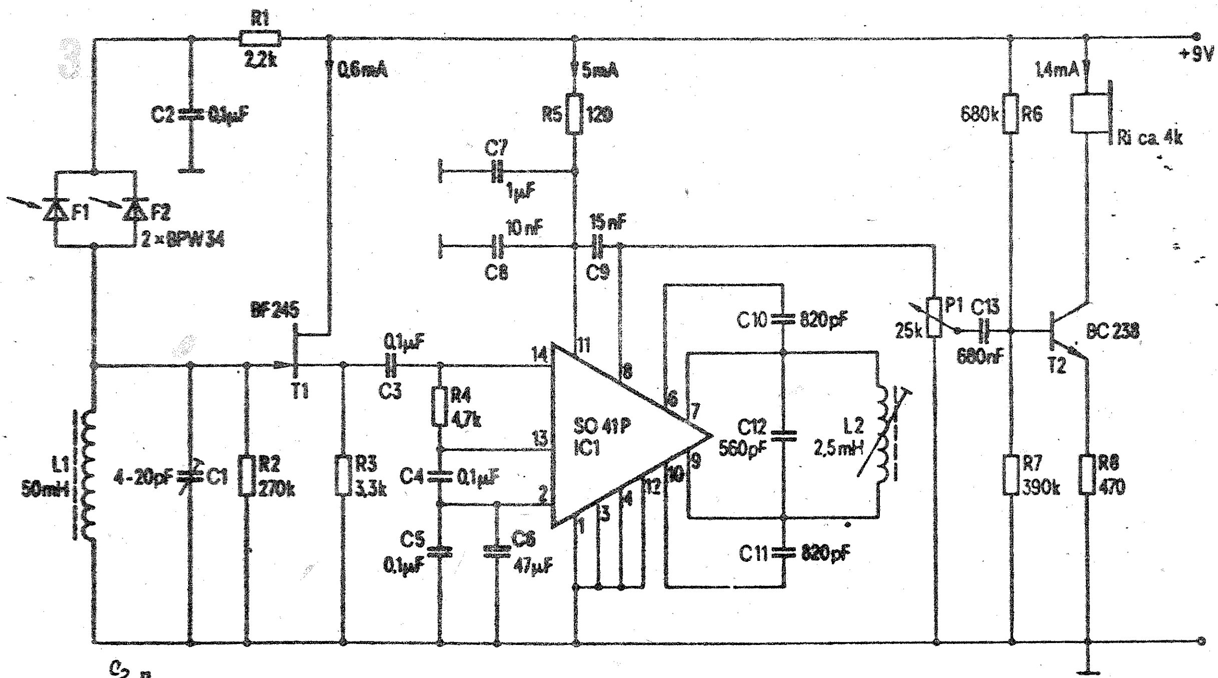
— domeniul de sensibilitate spectrală maximă a fotodiodelor receptoare cu siliciu (800 nm pînă la 900 nm) este deplasat față de lungimea de undă a radiatorului de infraroșu cu GaAs (950 nm ± 20 nm); se sconteată totuși pe un coeficient de utilizare în transmisie de 65%.

Avînd la îndemînă și aceste date, puterea utilă disponibilă calculata este de aproximativ 250 mW.

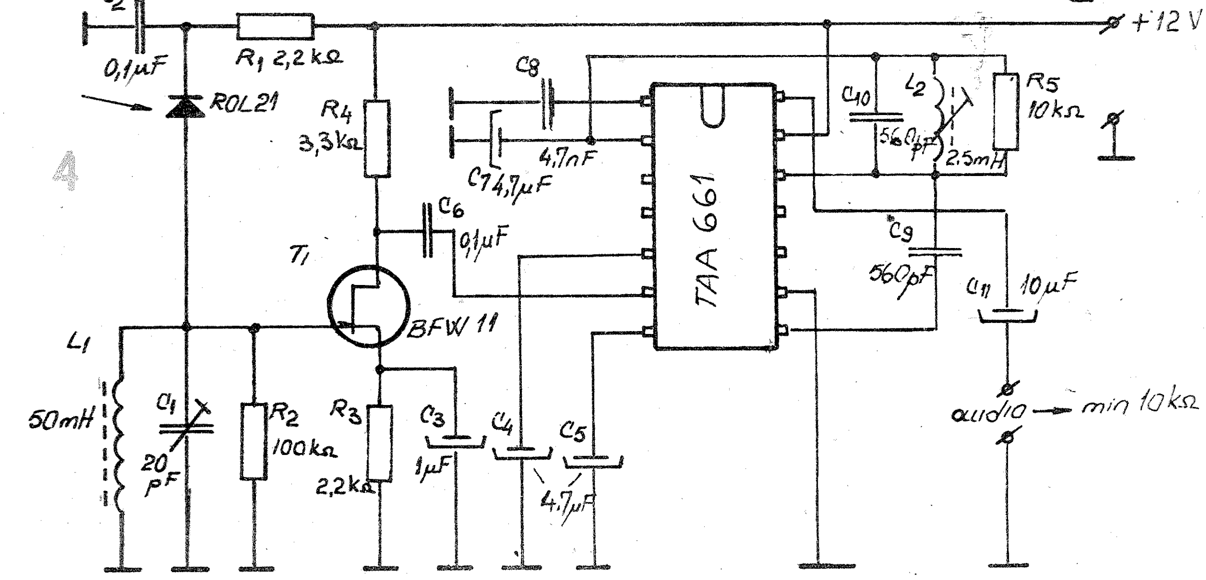
O schemă de emițător în infraroșu (IR) realizată de autorul acestor rînduri este prezentată în figura 2. Fața de prima variantă, aceasta are avantajul unei sensibilități și liniarități mult mai bune.

După cum se observă, emițătorul conține un preamplificator de microfon proiectat să funcționeze cu ajutorul unui tranzistor T1 cu zgomot propriu redus, de tip BC109,

3



4



BC413, BC414, și un amplificator operațional uzual CI1, βA741, un oscilator-modulator cu T2, BC178 și CI2, βE555 și un etaj de ieșire cu tranzistorul T4, BD238.

Deși montajul conține un amplificator operațional, nu necesită o alimentare dintr-o sursă de tensiune dublă. Artificiul deja cunoscut și utilizat și în acest caz constă în cuplarea directă a intrării neinversoare a operaționalului în colectorul primului tranzistor și tatonarea valorii rezistenței R*5 în vederea obținerii unei tensiuni continue de aproximativ 6 V la ieșirea acestui prim circuit integrat.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

Pagini realizate de ing. MIHAI CODÂRNAI

Nr. crt.	Sistem		Număr de frecvențe	Lărgime de bandă	Forma semnalului	Observații
1	Multifrecvență	Multicanal	15-30	f_1 … f_{15}	frecvență constantă (f_x)	Semnal continuu cu frecvență de canal fixă
2		Cu frecvență codificată	4-6	f_1 … f_5	frecvență codificată: f_1 f_4 f_5 f_1 f_4 f_5; T	Informația este dată de combinația ciclică a frecvențelor alese. Succesiunea în timp nu este importantă.
3	Frecvență unică	Cu impulsuri duble	1		impulsuri purtătoare; t; T	Distanța de timp dintre impulsuri dă numărul de canale T = n Δt
4		Impulsuri codificate în distanță	1		impulsuri purtătoare 0 1 0 0 1; T	Codul este dat de succesiunea în timp dintre impulsuri; distanța: mică → 0, mare → 1
5		Cu amplitudine codificată	1		cod NRZ sau cod bifazic 1 0 0 1 1 0; T	În timpul unei mici părți a perioadei T codul se transformă fie în NRZ, fie în. cod bifazic.

STROBOSCOP de precizie

AURELIAN LĂZĂROIU,
CĂTĂLIN LĂZĂROIU, Y03FVR

Generalități. Stroboscopul prezentat în acest articol este deosebit de eficient în reglarea cu precizie a vitezei/turației standard a aparatelor de redare a sunetului înregistrat pe bandă magnetică sau disc. Dacă în timpul redării, viteza/turația prezintă abateri de la valoarea standardizată, apare efectul neplăcut al modificării înălțimii sunetelor vocii umane sau ale instrumentelor muzicale. În plus, este afectată și durata materialului înregistrat, ceea ce are repercusiuni negative în cadrul operațiilor de fonomontaj.

Aparatele de redare a sunetului înregistrat pe bandă magnetică sau disc, respectiv magnetofoane, casetofoane și pick-up-uri, pot fi clasificate în două categorii, după titlul motorului care asigură viteza/turația purtătorului de informație. Magnetofoanele și pick-up-urile pentru amatori sînt prevăzute cu motoare de curent alternativ, alimentate direct de la rețea. La aceste motoare, turația este dependentă de frecvența rețelei electrice de alimentare, care ar trebui să fie egală cu 50,0 Hz. După cum se știe, în perioadele de supraîncărcare a sistemului electroenergetic, frecvența rețelei tinde să scadă. Așa se face că, în urmă cu cîțiva ani, în țara noastră, în timpul iernii, fercvența rețelei electrice scădea pînă la 47,0 Hz. În ultimul timp s-au înregistrat unele îmbunătățiri, în sensul că frecvența scade numai pînă la 48,8...49,0 Hz (valori măsurate în prima decadă a lunii noiembrie 1991). Această abatere este întîlnită și în rețelele din alte țări vecine. În aceste condiții apare în timpul redării acelor înregistrări, care au fost efectuate cu viteză/turație standard, o scădere a înălțimii sunetelor înregistrate. Așa, de exemplu, dacă redarea se face într-o perioadă în care frecvența este de 47,0 Hz, înălțimea sunetelor va prezenta o scădere de 6% sub valoarea normală. Această abatere, transpusă în termeni muzicali, este egală cu un semiton, ceea ce înseamnă foarte mult, chiar și pentru neprofesioniști. Din nefericire, remediul nu este la îndemîna oricui, fiind necesar un generator de putere (220 V/25...100 W) cu frecvența foarte stabilă și reglabilă în domeniul 47,0...53,0 Hz, pentru a putea corecta orice abatere.

Cu totul altfel se pune problema în cazul magnetofoanelor, casetofoanelor și pick-up-urilor prevăzute cu motoare de curent continuu sau de alte tipuri speciale, care nu sînt afectate de variația frecvenței rețelei electrice. Viteza/turația acestora poate fi modificată prin intermediul unui reglaj cunoscut sub numele de PITCH (înălțime). Aparatele prevăzute cu acest reglaj au și bandă stroboscopică aplicată pe bordura platanului pick-up-urilor sau pe role aflate pe traseul benzii magnetice. Efectul stroboscopic apare datorită iluminării benzilor stroboscopice aflate în mișcare, cu o lumină provenind de la o sursă lipsită de inerție (de obicei, un bec cu neon), alimentată, de cele mai multe ori, de la rețeaua electrică.

Dar, așa cum am arătat, frecvența rețelei prezintă abateri față de valoarea standard. În această situație, ascultătorul nu va putea stabili obiectiv viteza/turația standard, apelînd, în ultimă instanță, la reglajul „după ureche". Deci, în cazul în care sursa de lumină a stroboscopului este alimentată direct de la rețeaua de curent alternativ, sistemul stroboscopic al magnetofoanelor și pick-up-urilor devine inutil.

Pentru efectuarea unor reglaje corecte și obiective, propunem un stroboscop de mare precizie pilotat cu cuarț. Stroboscopul poate fi folosit cu succes atît în aparatura de amatori, cît și în cea profesională.

Descrierea aparatului. Stroboscopul constă dintr-un generator de impulsuri cu frecvență fixă și foarte stabilă, egală cu 50,0 Hz, care alimentează prin intermediul unui driver o sursă luminoasă. Pentru a obține impulsuri cu frecvență foarte stabilă, am apelat la circuite integrate specializate, folosite în tehnica orologeriei electronice. În general, aceste circuite sînt formate dintr-un oscilator cu cuarț, un formator dreptunghiular și o serie de etaje divizoare, al căror număr este determinat de aplicația pentru care este proiectat circuitul. Cele mai cunoscute și răspîndite circuite integrate din această categorie sînt:

— SAJ270E (ITT). Oscilatorul acestui circuit integrat folosește un cuarț de 32,768 kHz, a cărui frecvență este divizată pînă la valoarea finală de 0,5 Hz;

— SAJ300S/SAJ300N (ITT), MMC300 (MICROELECTRONICA). Oscilatorul acestui circuit integrat folosește un cuarț de 4,194812 MHz, a cărui frecvență este divizată pînă la valoarea finală de 0,5 Hz;

— SAJ300T (ITT). Oscilatorul acestui circuit integrat folosește un cuarț de 4,194812 MHz, a cărui frecvență este divizată pînă la valoarea finală de 64 Hz;

— ICM7038 (INTERSIL). Oscilatorul acestui circuit integrat folosește un cuarț de 3,2768 MHz, a cărui frecvență este divizată pînă la valoarea finală de 50 Hz.

Este interesant de reținut modul de reglare fină a frecvenței la C.I. SAJ300 (S,N,T) și MMC300: spre deosebire de modul clasic de reglare, care constă în modificarea capacității unui trimer înseriat cu cuarțul, la aceste circuite integrate reglajul se face digital, prin intermediul unui divizor de frecvență variabil, încorporat în circuitul integrat. Pentru stabilirea corectă a frecvenței, cu o precizie de 10^{-6}, divizorul variabil este controlat prin intermediul terminalelor 1...7. Frecvența maximă corespunde situației în care toate cele 7 terminale sînt „în aer". Frecvența scade pe măsură ce unul sau mai multe terminale sînt conectate la masă. Terminalul 7 scade frecvența cu 1,9 ppm, terminalul 6 scade cu 3,8 ppm și așa mai departe, pînă la terminalul 1, care scade frecvența cu 122 ppm. Dacă toate terminalele de reglaj sînt conectate la masă, se obține scăderea maximă a frecvenței, respectiv 242 ppm.

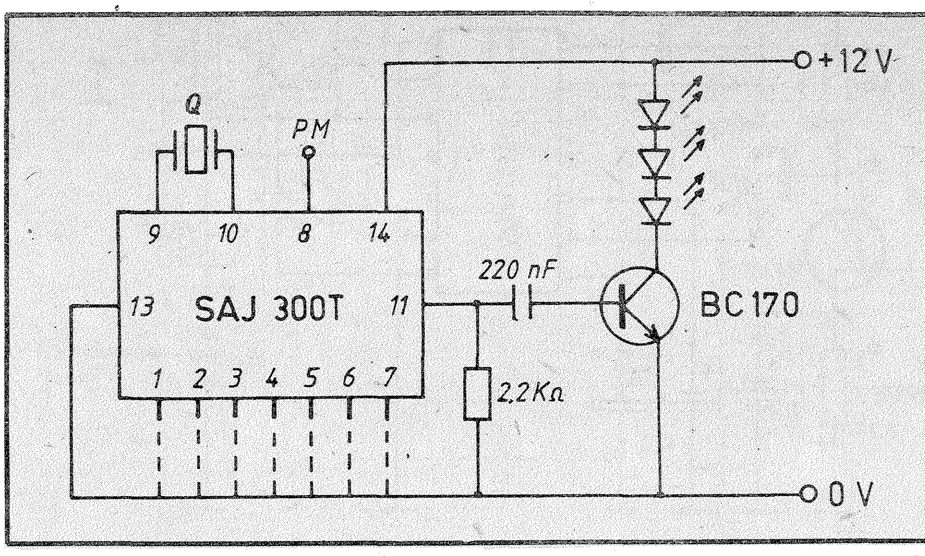
Circuitele integrate SAJ300 și MMC300 au un terminal special de test cuplat la oscilator prin intermediul unui divizor cu 4, care face posibilă o reglare mai precisă și mai rapidă a frecvenței de ieșire.

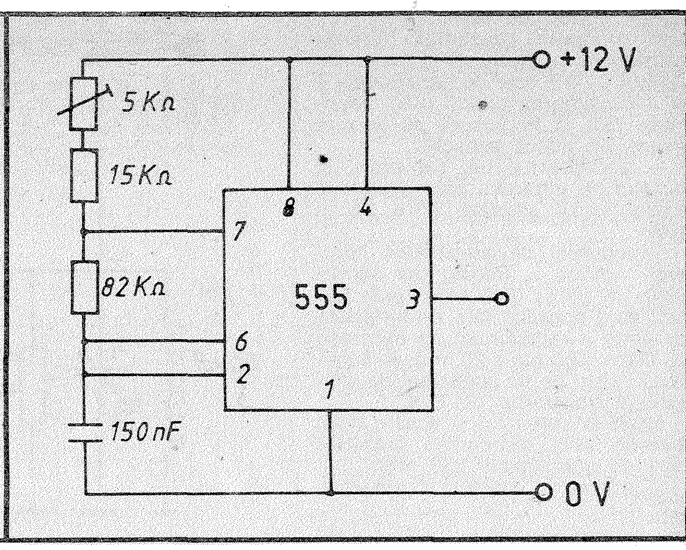
În realizarea stroboscopului prezentat în figura 1 am optat pentru circuitul integrat SAJ300T, al cărui număr de divizoare corespunde aplicației propuse; în plus el permite reglarea digitală a frecvenței. Spre deosebire de aplicația curentă în care circuitul integrat SAJ300T lucrează cu un cuarț de 4,194812 MHz, în acest montaj se folosește un cuarț de 3,2768 MHz. În acest fel, pe terminalul de ieșire obținem impulsuri dreptunghiulare cu frecvența de 50,0 Hz. Aceste impulsuri, prezente pe terminalul 11 al circuitului integrat SAJ300T, sînt aplicate unui tranzistor npn de tip BC170, 171, 172. În circuitul de colector al acestui tranzistor sînt incluse trei LED-uri înseriate. Condensatorul de cuplaj dintre circuitul integrat și tranzistor, împreună cu rezistența joncțiunii B—E, diferențiază puternic impulsurile dreptunghiulare. În acest fel se asigură o rezoluție excelentă a efectului stroboscopic. Concret, linia de separație între sectoarele a/n consecutive apare perfectă, imaginea fiind foarte clară și nu „mînjită", ca la stroboscopul clasic.

S-au folosit trei LED-uri dreptunghiulare pentru asigurarea unei iluminări uniforme pe o suprafață mai mare. În acest fel se pot acoperi cele două trasee stroboscopice, corespunzătoare vitezelor/turațiilor uzuale la magnetofoane (9,5 și 19 cm/s) și la pick-up-uri (33 și 45 ture/minut).

Stroboscopul se alimentează la o tensiune de 12 V, preferabil stabilizată.

Reglaje. Pentru reglarea acestui stroboscop este absolut necesar un frecvențmetru digital: el se cuplează la terminalul 8 al circuitului integrat SAJ300T. După alimentarea stroboscopului se conectează la masă unul sau mai multe terminale de reglaj, pînă cînd frecvențmetrul va afișa valoarea de 819 200 kHz. În final se verifică frecvența și pe terminalul 11, unde se va citi 50,0 Hz.





* * *

Pentru amatorii care nu pot procura circuitul integrat SAJ300T și cuarțul de 3,2768 MHz, propunem un montaj mult mai ieftin, care apelează la componente ușor de procurat. Ne referim la circuitul integrat 555, folosit în configurație de astabil. Se recomandă folosirea unor componente de calitate (condensatoare stiroflex, rezistoare cu peliculă metalică și semireglabil CERMET) și verificarea periodică a frecvenței. Imaginea stroboscopică este la fel de clară și de extinsă ca la montajul descris anterior.

Schema acestui generator este prezentată în figura 2. Terminalul 3 al circuitului integrat 555 se conectează la condensatorul de 220 nF din baza tranzistorului driver, indicat în figura 1.

Concluzii. Stroboscopul prezentat, deși foarte simplu, este net superior celor clasice, în primul rînd datorită preciziei și apoi datorită condițiilor de vizualizare a efectului stroboscopic.

FRECVENȚMETRU

SORIN DIMULESCU

Alături de voltmetre, ampermetre, betametre, wattmetre și alte aparate necesare unui electronist, atît începător cît și avansat, un frecvențmetru este bine venit. În continuare vă voi prezenta un frecvențmetru pe care l-am experimentat și apoi modificat pentru o mai bună funcționare și pentru a acoperi un domeniu de frecvențe cît mai larg.

În componența acestui instrument de măsură sînt incluse ca elemente mai deosebite un circuit integrat CDB400 (cu orice literă, E, H sau EH), două tranzistoare BC107 și două diode cu germaniu EFD108.

Instrumentul indicator are valoarea maximă de 100 µA. Aparatul măsoară frecvențe de la 100 Hz pînă la 10 kHz, exact gama folosită des în receptoare, radioreceptoare, amplificatoare etc.

Pentru ca montajul să funcționeze bine, semnalul va avea o amplitudine de 3V.

Funcționare

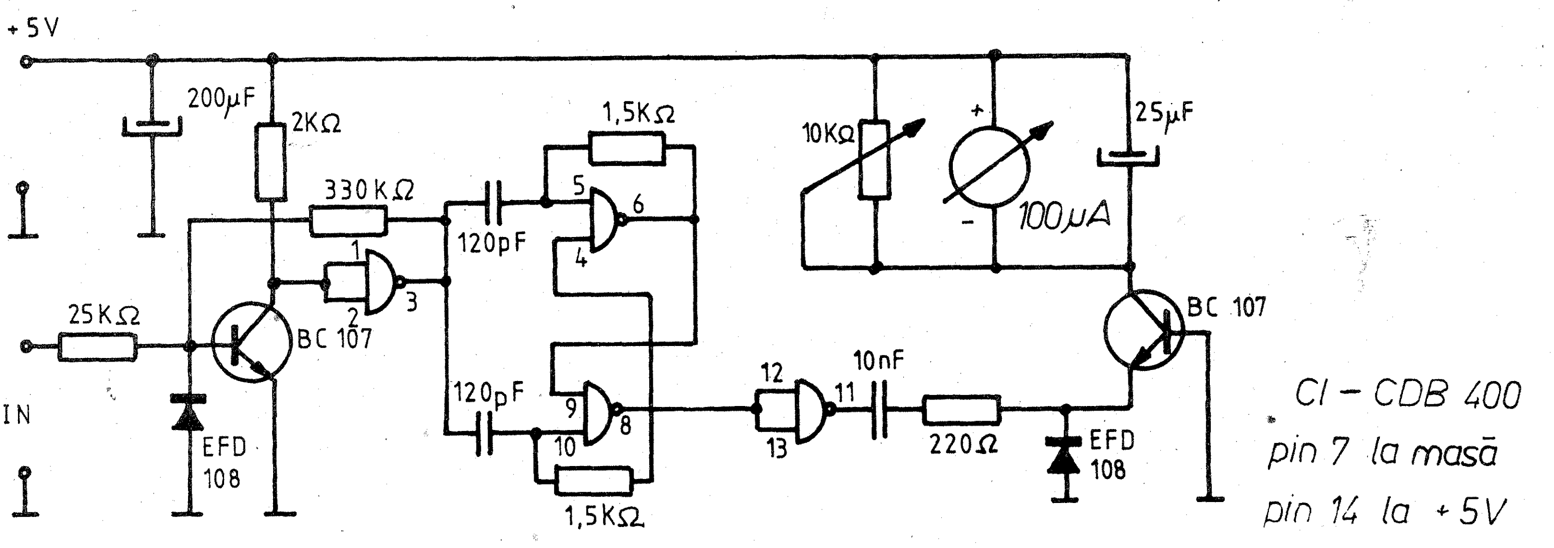
Prima diodă reduce semialternanțele negative, pe baza primului tranzistor sosind numai impulsuri (semialternanțe) pozitive.

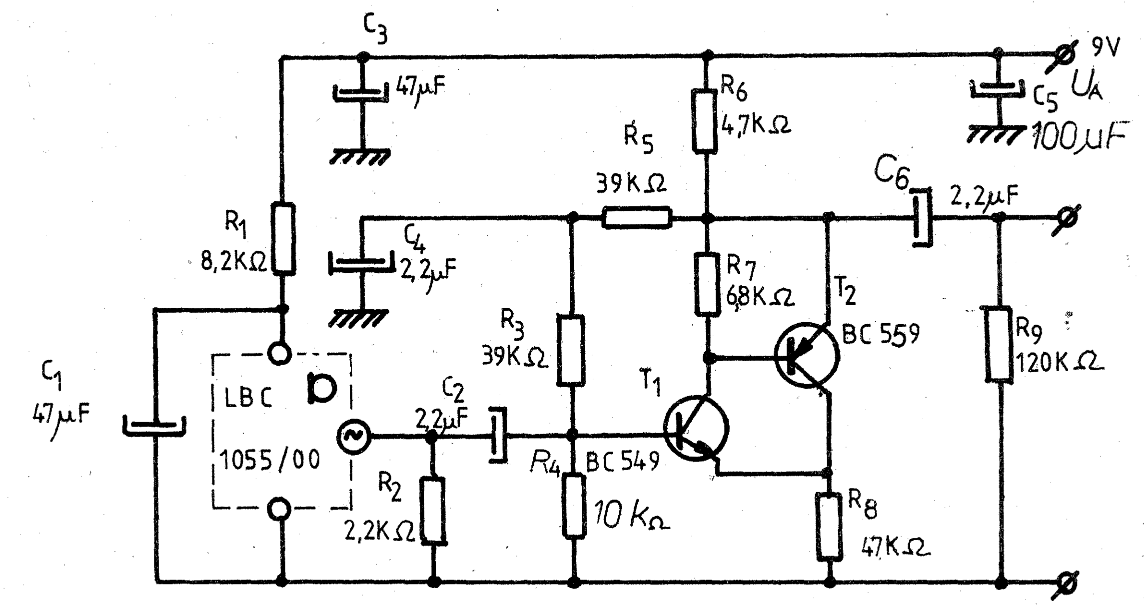
Trecînd prin prima poartă a circuitului integrat, acestea se regăsesc aplicate multivibratorului sub forma unor semnale de scurtă durată, care la rîndul lor, prin ultima poartă, comandă tranzistorul al doilea.

Condensatorul din colectorul acestui tranzistor se încarcă cu o tensiune direct proporțională cu frecvența impulsurilor aplicate la intrare. Instrumentul, cuplat în paralel cu acest condensator, va indica tensiunea la bornele sale, însă scala va fi gradată în hertzi.

Din potențiometrul de 10 kΩ se stabilește pe scală valoarea de 100 Hz.

Frecvențmetrul se gradează prin comparație cu alt instrument (profesional) sau se introduc în el semnale de la un generator etalon.





PREAMPLIFICATOR PENTRU MICROFON CU ELECTRET

Ing. EMIL MARIAN

Diversificarea continuă a aparaturii electroacustice în ceea ce privește modalitățile de captare a unui program muzical sonor a impus în atenția firmelor producătoare **microfoane cu electret**. Datorită bunelor performanțe în ceea ce privește caracteristica de transfer amplitudine-frecvență într-o bandă largă de audiofrecvență, microfoanele cu electret apar destul de des în dotarea unui aparat electroacustic. Una din schemele electrice destul de des folosite pentru amplificarea unui semnal electric furnizat de către un microfon cu electret este prezentată în figură. Montajul prezintă următoarele performanțe:

— impedanța de intrare Z_i = 2 kΩ;
— impedanța de ieșire Z_e = 1 kΩ;
— banda de frecvență f = 25 Hz — 18 kHz;
— amplificarea A = 40 dB;
— raportul semnal/zgomot S/N ≥ 65 dB;
— distorsiunile armonice totale THD ≤ 0,2%;
— distorsiunile de intermodulație TID ≤ 0,04%.

Polarizarea inițială a microfonului cu electret este asigurată de grupul R1—C1. Condensatorul C1 a fost prevăzut în cadrul montajului în scopul realizării unui filtraj suplimentar al tensiunii de alimentare destinate polarizării microfonului. Semnalul electric captat de microfon se aplică la intrarea montajului prin intermediul condensatorului C2. Rezistența R2 a fost prevăzută în scopul unei adaptări de impedanță inițială microfon-montaj. Semnalul electric furnizat de microfon este aplicat prin intermediul condensatorului C2 unui etaj de amplificare de tip dublet, care conține tranzistoarele T1 și T2. Polarizarea inițială a dubletului este realizată de divizorul de tensiune, format de rezistențele R3, R4 și R5. Condensatorul C4 a fost intercalat în lanțul grupului de rezistențe destinat obținerii tensiunii de polarizare a dubletului amplificator în scopul unui filtraj de tensiune suplimentar.

Se observă că dubletul amplificator este realizat cu tranzistoare complementare, specializate în ceea ce privește amplificarea unui semnal electric de valoare redusă, prezentînd simultan performanțe foarte bune în ceea ce privește raportul semnal/zgomot. Amplificarea finală a dubletului este de cca A = 40 dB. Semnalul amplificat se preia din emitorul tranzistorului T2 și este adus la ieșirea montajului prin intermediul condensatorului C6. Condensatorul C5 este prevăzut pentru un filtraj general al tensiunii de alimentare U_A = 9V.

Montajul se realizează practic pe o plăcuță de sticlotextolit placat cu folie de cupru. Pentru păstrarea performanțelor montajului estimate inițial se vor folosi componente electrice de cea mai bună calitate. La realizarea traseelor de legătură dintre componente se vor respecta regulile cunoscute pentru montajele de acest tip, și anume păstrarea structurii fizice de cvadripol al montajului, legături cît mai scurte între componente, evitarea buclei de masă, traseu de masă gros de minimum 3 mm etc. După realizarea plăcuței de cablaj imprimat și plantarea componentelor electrice pe aceasta, montajul se ecranează obligatoriu folosind o cutie din tablă de fier cu pereții groși de minimum 0,5 mm. Traseele de la intrarea și ieșirea montajului se realizează obligatoriu folosind conductoare ecranate.

OPTIMIZĂRI LA RECEPTOARELE TV

MIHAI COȚOVANU, Ploiești

Propun constructorilor interesați cîteva modificări utile la receptoarele TV alb-negru, care se pot realiza cu mijloace simple și dau bune rezultate.

A. **MUTING**

Montajul „taie" sunetul atunci cînd televizorul caută un post sau cînd caseta este scoasă din V.C.R.

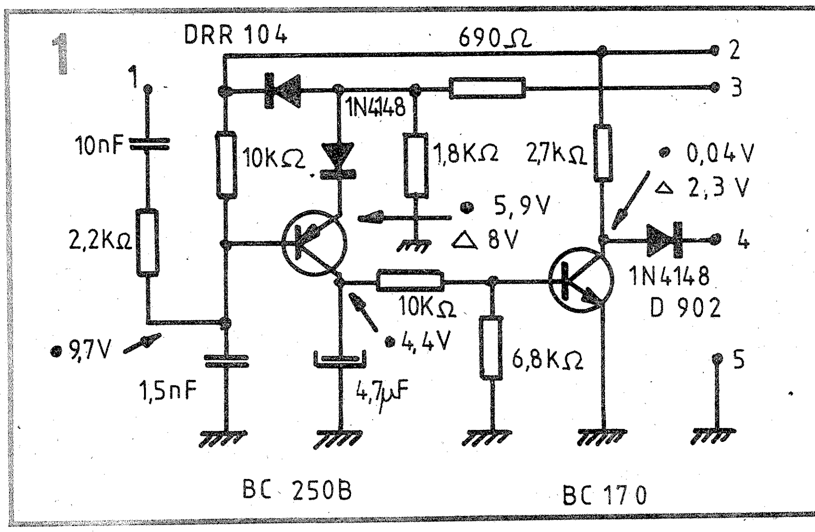
TAA661.

Mai întîi se deconectează modulul de sunet și se identifică pe modul:

1. ieșire TAA661 sau TBA120;
2. intrare TBA810 sau 790T;
3. firul cald și cursorul potențiometrului de volum.

Legătura de la dioda 1N4148 (notată D902) se lipește la ieșirea integratului TAA661 sau TBA120, fie la

1



Schema electrică de principiu este dată în figura 1.

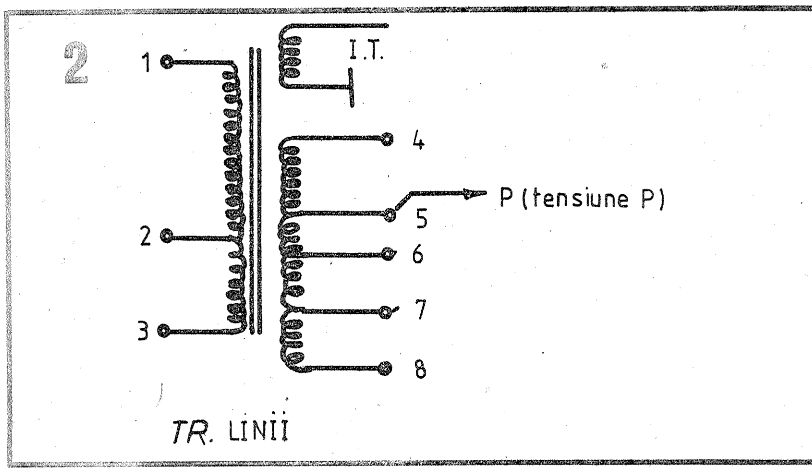
Montajul conține două tranzistoare, trei diode și cîteva componente pasive.

Valorile de tensiune marcate cu punct corespund tensiunilor continue cu semnal, iar cele marcate cu

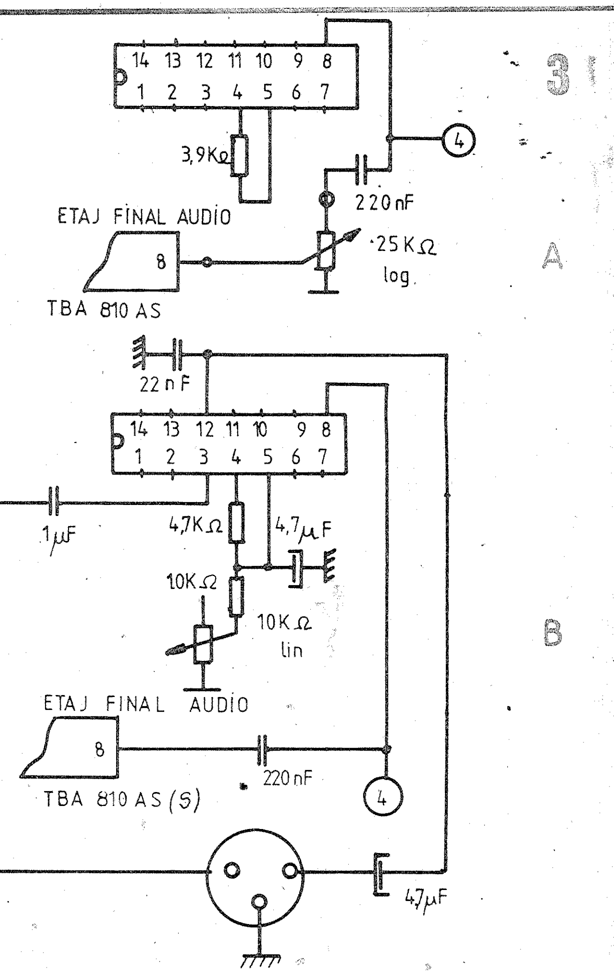
EXPLICAȚII FIGURA 1

1. colector T402 MODUL SINCRO
2. +E 9,8 V
3. tensiunea P de la transformatorul linii
4. capătul cald al potențiometrului de volum (logaritmic) sau pin 8 (TBA120) sau pin 14 (TAA661)
5. masa (0 V)

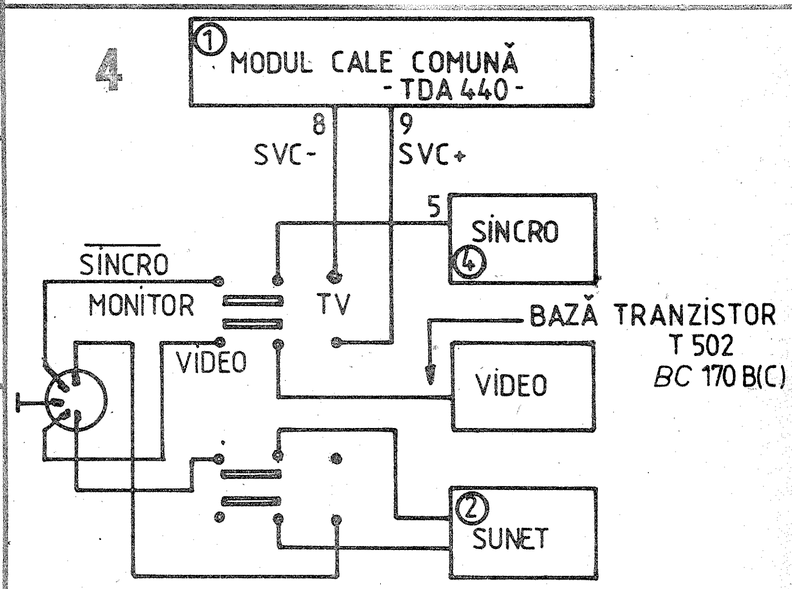
2



3



4



triunghi tensiunilor continue fără semnal.

După tensiunile indicate este ușor de înțeles funcționarea montajului. Acesta funcționează („moare sunetul") cînd imaginea este sincronizată pe orizontală (vine tensiune la 3).

Montajul se pretează la televizoare de tip Sport (Sport, Telestar etc.), deoarece acestea au la transformatorul de linii special un pin (nr. 5) de unde se colectează tensiunea P.

Realizare practică. La televizoarele pentru intern s-ar putea ca piesele să nu fie lipite (au codul 900) sau modulul de sunet să fie cu pinul integratului direct, fie la pinul modulului de sunet.

Montajul se realizează cît mai aproape de modulul de sunet.

B. **CONTROLUL ELECTRIC AL CÎȘTIGULUI PREAMPLIFICATORULUI DIN TBA120**

La modulele de sunet realizate cu TBA120 se poate înlocui reglajul volumului cu potențiometrul logaritmic cu potențiometrul liniar conectat în așa fel încît prin el să nu treacă semnal de A.F.

Rezultă astfel unele avantaje, cum ar fi:

— imposibilitatea apariției pocniturilor și zgomotelor datorită uzării potențiometrelor logaritmice;

— posibilitatea folosirii unor fire lungi și neecranate la potențiometrul de volum (aplicații — comanda de la distanță);

— funcționarea mutingului și la semnale mici de A.F.

Realizare practică

1. Se înlocuiește rezistorul de 3,9 kΩ cu unul de 4,7 kΩ. Se introduc condensatorul de 4,7 μF și rezistorul de 10 kΩ.
2. Se înlocuiește potențiometrul de volum original (logaritmic) cu unul liniar, de 5—15 kΩ.
3. Se face un ștrap de la ieșirea lui TBA120 la intrarea lui TBA810AS.
4. Se conectează potențiometrul cu un capăt la masă și cursorul la rezistorul de 10 kΩ, montat la punctul 1.
5. Pentru realizarea unei mufe DIN intrare-ieșire A.F. se montează un condensator între pinul 12 și masă, cu valoarea de 22 nF. Pinul 12 este ieșire A.F. constantă, iar pentru intrare semnalul de audiofrecvență (A.F.) se aplică pe pinul 3 (intrare auxiliară A.F.).

Pentru 1—2—3—4—5, vezi figura 3 A și B.

C. **MONITOR A/N**

Transformarea unui TV-A/N în monitor este simplă:

1. Se întrerup traseele de „ies" de la modulul cale comună: videocomplex pozitiv și videocomplex negativ (pinul 9 și, respectiv, 8 pentru modulul realizat cu TDA440).
2. Se realizează conexiunile din figura 4, unde cifrele cu cerculeț sînt modulele TV, iar numerele fără cerculeț reprezintă pinii modulelor unde intră — ies semnalele S.V.C.
3. Schema este completată și cu montajul de intrare-ieșire de audiofrecvență.

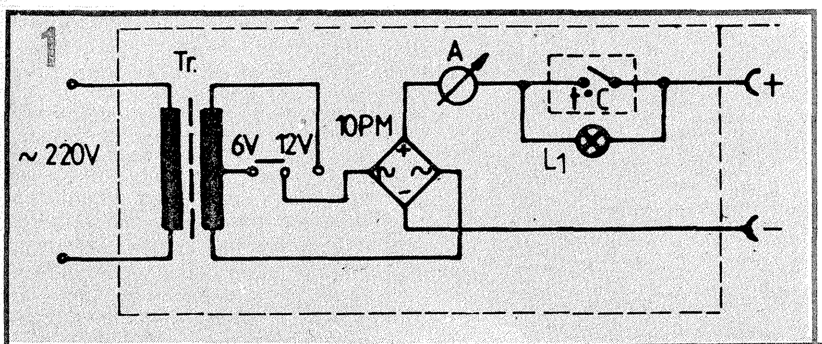
Montajele au fost realizate pe un televizor TELESTAR 4012 (SPORT 208), iar pentru montajul C a fost utilizat un calculator „COBRA".

REDAC 625 — ALIMENTATOR PENTRU CALCULATOARELE PERSONALE

Ing. SORIN STAMU

Pentru buna funcționare a oricărui microcalculator, un aspect deosebit de important îl reprezintă sursa de alimentare. Majoritatea calculatoarelor personale care se fabrică la noi în țară necesită o singură tensiune de alimentare, +5 V, la un curent de 1,5-3 A. În scopul obținerii acestei tensiuni putem utiliza cu succes un redresor auto de tip REDAC (625 sau 625M), căruia îi vom opera o serie de modificări.

Schema inițială a redresorului este prezentată în figura 1. Observăm că acesta folosește un transformator de rețea cu două înfășurări secundare înseriate, o punte redresoare de tip 10PM, un ampermetru simplu, dar nu prea precis și un disjunctor automat pentru protecție la suprasarcină, scurtcircuit sau legarea greșită a bateriei de acumulatoare (acesta este, de fapt, un întrerupător cu bimetal care, dacă este parcurs de un curent ce depășește o anumită valoare, se încălzește și se deschide).

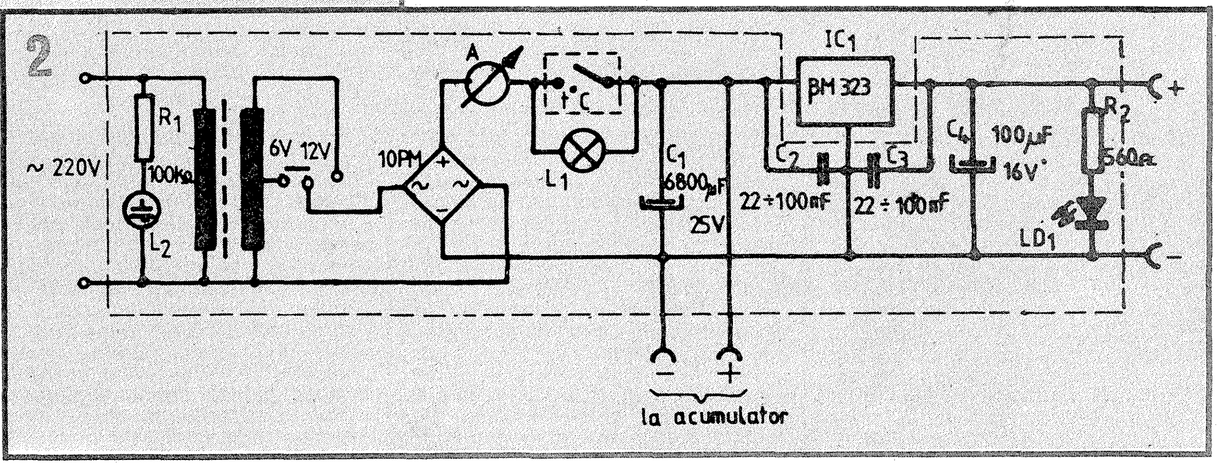


Schema modificată este prezentată în figura 2. Observăm că nu a fost dezafectată nici una din componentele schemei inițiale și, în plus, au mai apărut următoarele:

— Lampa cu neon L2, cu rolul de semnalizare a cuplării la rețea; se poate folosi oricare din cele existente în comerț, iar pentru cele care au rezistența serie încorporată, R1 nu se mai utilizează;

— condensatorul C1 (minimum 4,7 mF/25 V), cu rol de filtrare a tensiunii redresate;

— stabilizatorul integrat monolitic βM323, care furnizează la ieșire tensiunea de 5 V și un curent de maximum 3 A;



— condensatoarele C2 și C3, cu rol de antiparazitare; se recomandă condensatoare ceramice, mono sau multistrat;

— C4 asigură o filtrare suplimentară a tensiunii de ieșire, iar dioda LD1, împreună cu rezistorul de limitare a curentului, R2, semnalizează existența tensiunii la ieșirea stabilizatorului.

Amplasarea acestor noi componente nu ridică probleme, întrucît în cutia redresorului există loc suficient. Condensatorul C1 se prinde cu un colier de fundul cutiei, iar stabilizatorul monolitic βM323 se montează pe un radiator din tablă de aluminiu fixat pe peretele din spate, la 5—10 mm de acesta, prin intermediul unor distanțoare. Elementele de semnalizare (LD1 și L2) se montează cu bucșe din material plastic, pe panoul frontal, în care s-au practicat găurile necesare.

Nu este necesară izolarea circuitului integrat față de radiator, dar trebuie să ținem cont că în acest caz masa montajului este conectată la carcasă.

Cu toate aceste modificări, redresorul este apt în continuare de a îndeplini și funcția sa inițială. O proprietate remarcabilă o constituie însă posibilitatea de a funcționa în regim de trecere automată pe rezervă, dacă în timpul lucrului cu microcalculatorul acumulatorul (încărcat) se conectează la bornele corespunzătoare. În cazul unei căderi accidentale a tensiunii de rețea, acumulatorul va debita curentul necesar microcalculatorului un timp suficient cît să putem salva programul din memoria acestuia.

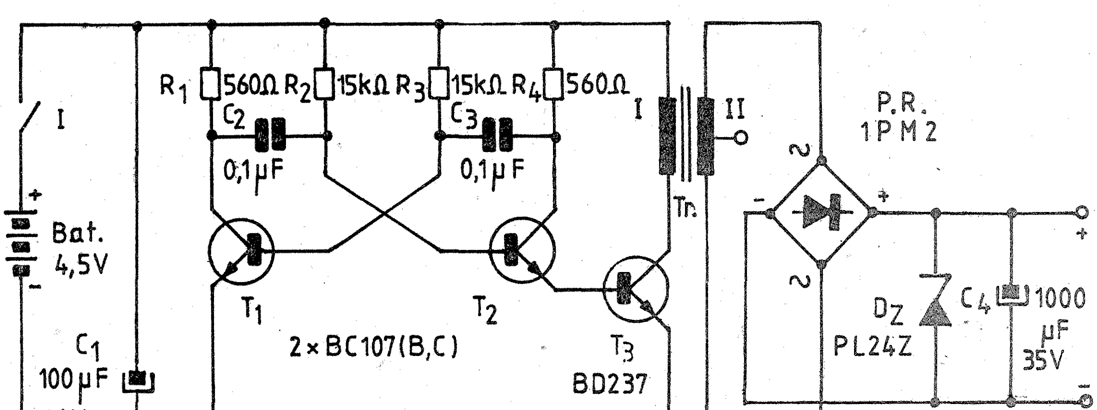
Pentru alimentarea calculatorului nu se poate folosi decît treapta de 6 V, deoarece pe cea de 12 V puterea disipată de stabilizatorul monolitic este prea mare și acesta se încălzește pînă la anclanșarea protecției termice interne.

Personal utilizez un asemenea redresor de peste doi ani, atît pentru încărcarea bateriei de acumulatoare, cît și pentru alimentarea calculatorului sau a altor montaje electronice.

MINICONVERTOR

M. ALEXANDRU

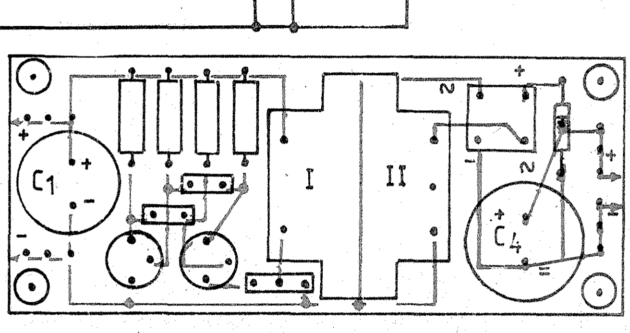
Schema propusă aduce doar o mică modificare montajului prezentat sub același titlu în nr. 8/1991 al revistei, și anume indică o modalitate simplă de redresare-limitare-filtrare a tensiunii de ieșire. Se poate astfel obține, plecînd de la o baterie de lanternă de 4,5 V (3R12), o tensiune continuă de cca 18 V, la un curent consumat de cca 15—25 mA. Această tensiune, bine filtrată dar nestabilizată, poate fi utilizată la alimentarea pe timp scurt, în regim „portabil", a unor testere, instrumente de măsură, indicatoare cu LED-uri etc. Cei ce doresc să o folosească la alimentarea unor aparate mai pretențioase nu au decît să-i atașeze la ieșire o celulă de stabilizare (diodă Zener plus rezistență).



Trebuie făcută precizarea că, în gol, tensiunea alternativă debitată de secundarul transformatorului prezintă unele „vîrfuri" ce pot depăși ușor 25—35 V, punînd în pericol real montajul ce urmează a fi alimentat. Tocmai din acest motiv am introdus după punte dioda Zener Dz, care are aici doar rolul de limitare (la cca 24 V), nu și de stabilizare.

Cu piesele indicate am obținut, pentru o baterie „bună", o tensiune de ieșire în gol de 24 V, care scade pînă la cca 18 V la un consum de 20 mA. Transformatorul Tr. folosit este unul de ieșire de la radioreceptorul „Milcov".

Sugerez celor interesați și o variantă de amplasare a pieselor, cu cablaj clasic. Schema fiind foarte simplă, nu am mai numerotat piesele componente.



ALARMĂ AUTO

ADRIAN THEODOR PETRESCU, București

Prezentare generală

Acest sistem de alarmă este rezultatul unor îndelungate experimentări, în vederea găsirii unei variante care să ofere un cît mai înalt grad de protecție. În acest fel am ajuns la combinarea unor scheme uzuale, care nu necesită comentarii deosebite, mai interesante fiind modul de interconectare și rezultatele obținute.

După cum se poate vedea urmărind schema-bloc (figura 1), sistemul prezintă o structură suficient de complexă, care îl recomandă constructorilor cu experiență în domeniul automatizării, precum și al montajelor de joasă și foarte înaltă frecvență.

Principial, montajul funcționează astfel: la cuplarea tensiunii de alimentare este activată o linie de întîrziere Î cu o constantă de aproximativ opt secunde, timp în care proprietarul poate închide și încuia portiera. După trecerea celor opt secunde, întregul montaj este alimentat prin intermediul stabilizatorului S și se află în stare de veghe.

Amplificatorul de microfon AM protejează geamurile și caroseria autoturismului, semnalizînd în cazul loviturilor mai puternice susceptibile să provoace stricăciuni.

Blocul de alarmare format din monostabilul MS are rolul de a activa blocul de acționare B.A., precum și microemițătorul format din modulatorul cu C.I.2 și oscilatorul de R.F. format din T7 și elementele aferente (figura 2).

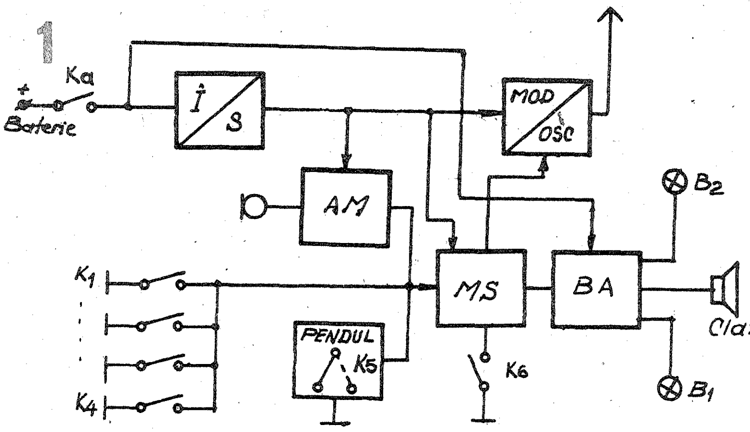
Blocul de acționare este format din tranzistorul T6, releul Rel2 și diodele D5—D7 și are rolul de a asigura semnalizarea optică și acustică, alimentînd becurile de poziție și claxonul autoturismului.

Analiza blocurilor componente

În figura 2 este prezentată schema detaliată. Linia de întîrziere Î nu necesită o descriere amănunțită, principiul de funcționare fiind foarte simplu. Constructorii care doresc modificarea timpului de întîrziere pot opera ajustări asupra componentelor R1, C1 sau D1. Pentru valorile date în lista de piese s-a obținut o întîrziere de 7 secunde, valoare păstrată relativ constant la temperaturi cuprinse între —15°C și +30°C.

Stabilizatorul utilizează o schemă clasică, cu tranzistor regulator serie care menține o tensiune de ieșire constantă de aproximativ 8,5 V, pentru D3 = PL9V1Z. Am prevăzut această alarmă cu stabilizator pentru a păstra constantă durata de acționare a alarmei și frecvența emițătorului de radiocomandă, chiar în cazul scăderii tensiunii bateriei autoturismului la valoarea de 10 V.

1



Amplificatorul de microfon are la bază montajul „Comandă sonoră cu microfon încorporat", produs de I.P.R.S. — Băneasa, asupra căruia am efectuat următoarele modificări (în paranteze prezint valorile din schema originală): R10 — 100 Ω (P — 2,5 kΩ), P1 — 5 kΩ (R8 — 3,3 kΩ) și s-a eliminat bistabilul.

Prin aceste modificări am urmărit o mai bună posibilitate de ajustare a sensibilității montajului, precum și adaptarea etajului de ieșire cerințelor specifice sistemului de alarmă.

Semnalul captat de capsula microfonică (cu cărbune!) este amplificat de T3 și T4. Semnalul obținut la ieșirea lui T4 validează monostabilul MS prin aplicarea sa bazei tranzistorului T5, ceea ce determină punerea la masă a pinului PJ al C.I.1, situație concretizată în declanșarea sistemului de alarmă.

Același lucru se întîmplă și la deschiderea uneia dintre portiere, prin închiderea unuia din contactele K1—K4. Contactul notat în schemă K5 corespunde unui dispozitiv de tip pendul, care intră în funcțiune atunci cînd autoturismul este înclinat, eventual spre a i se scoate roțile. Personal am realizat acest pendul folosind ca piese principale un volant de casetofon, lagărul aferent și cîteva șuruburi și piulițe, accesorii care se găsesc uzual în „zestrea" multor constructori amatori.

Monostabilul M.S. este o schemă de aplicație clasică a circuitului integrat βE555. Durata de temporizare este dictată de valorile componentelor R13, C10. Cu valorile indicate am obținut o durată de validare a blocului de acționare B.A. de un minut și 30 de secunde.

Blocul de acționare nu ridică probleme; singura precauție ce trebuie avută în vedere este alegerea tipului de diode montate în serie cu luminile de poziție și cu claxonul, și anume să suporte curenți de două ori mai mari decît consumul efectiv al acestora.

De remarcat aici prezența contactelor duble ale releului de acționare, primul contact fiind necesar pentru alimentarea microemițătorului cu tensiune stabilizată.

Blocul de radiocomandă este format din modulatorul cu C.I.2 și oscilatorul VHF cu tranzistorul T7, 2N3375.

Schema modulatorului fiind, de asemenea, destul de cunoscută, nu necesită comentarii deosebite. C.I.2 este un amplificator operațional de tipul βA741.

În ceea ce privește oscilatorul de R.F., personal am încercat mai multe tipuri de tranzistoare, obținînd rezultate sensibil egale cu următoarele tipuri: BF457—458, 2N3375, KT906. Pentru a „scoate" cît mai mult din acest montaj, trebuie însă încercate mai multe valori pentru R22 — între 100 Ω și 1 kΩ — și pentru R21 — între 100 kΩ și 560 kΩ, în funcție de tipul tranzistorului folosit. De asemenea, în locul condensatorului C16 de 3—15 pF se poate folosi un trimer de 10—40 pF, cu condiția apropierii sau distanțării spirelor bobinei L1. Este de preferat ca acest bloc să fie construit ca unitate separată, ecranat într-o cutie metalică cu grosimea pereților de 1 mm, iar alimentarea să se facă printr-o trecere specifică etajelor de R.F. (sticlă sau teflon); de asemenea, legătura cu antena (un fir lung de aproximativ 1 m mulat pe chederul parbrizului) să se facă cu cablu coaxial cu impedanța de 50 sau 75 Ω. În acest fel influențele parazite asupra altor montaje vor fi minime, iar randamentul va fi maxim.

Datele bobinei L1 sînt următoarele:

— pentru banda 64—73 MHz — 8 spire CuEm Ø 1 mm, pe dorn Ø 8 mm, cu pas de 1 mm;

— pentru banda 88—108 MHz — 6 spire CuEm Ø 1 mm, pe dorn Ø 8 mm, cu pas de 1 mm.

În ambele cazuri condensatorul C17 de 150 pF se montează la jumătatea bobinei.

Detalii constructive, reglaje, punere în funcțiune

Blocul de întîrziere, stabilizatorul, blocul de alarmare și blocul de acționare nu necesită nici un reglaj, cu valorile indicate funcționînd de la prima probă.

Pentru C1 și C10 se preferă sorta-

ALIMENTAREA COMPARATOARELOR ANALOGICE

Ing. AURELIAN MATEESCU

Pentru o funcționare corectă și precisă, comparatoarele analogice și rețelele de divizoare rezistive necesită surse de referință și de alimentare cu stabilitate ridicată. De multe ori, comparatoare cvadruple sau A.O. cvadruple folosite de constructor pe post de comparatoare sînt alimentate de la o sursă monopolară cu stabilizarea tensiunii obținute cu ajutorul unui stabilizator integrat (de exemplu 7812; 7815).

Printr-un artificiu simplu, dar eficace se poate utiliza unul din cele patru comparatoare (sau A.O.) din capsulă pentru obținerea unei surse de alimentare cu un coeficient de stabilitate mai bun de 0,05%. Schema electrică prezintă modul de rezolvare prin utilizarea unui tranzistor, a unei diode Zener și a altor șase componente în jurul unuia dintre patru A.O. din capsula circuitului LM324, în timp ce restul de trei A.O. din capsulă rămîn disponibile pentru alte scopuri.

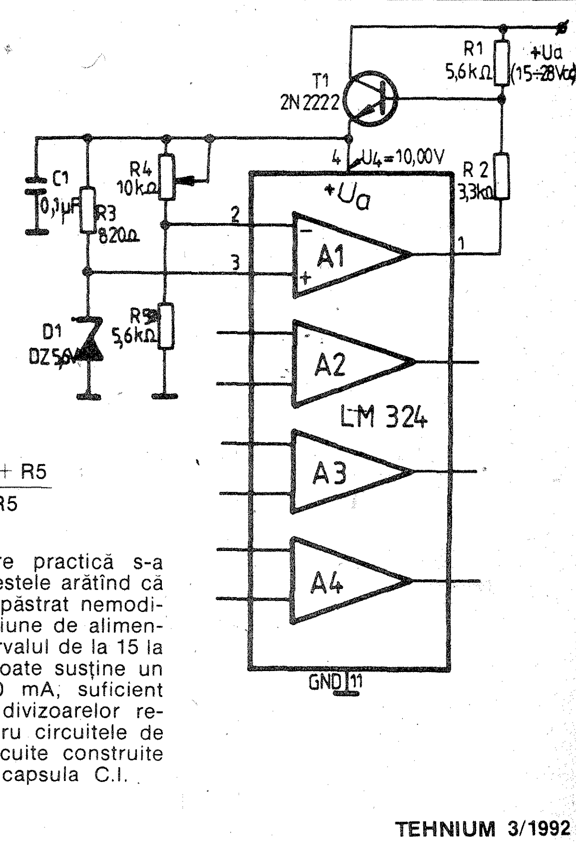
Funcționare. Tranzistorul T1, de tip 2N2222 sau echivalent, este utilizat pentru a livra o tensiune la pinul 4 al C.I.—LM324.

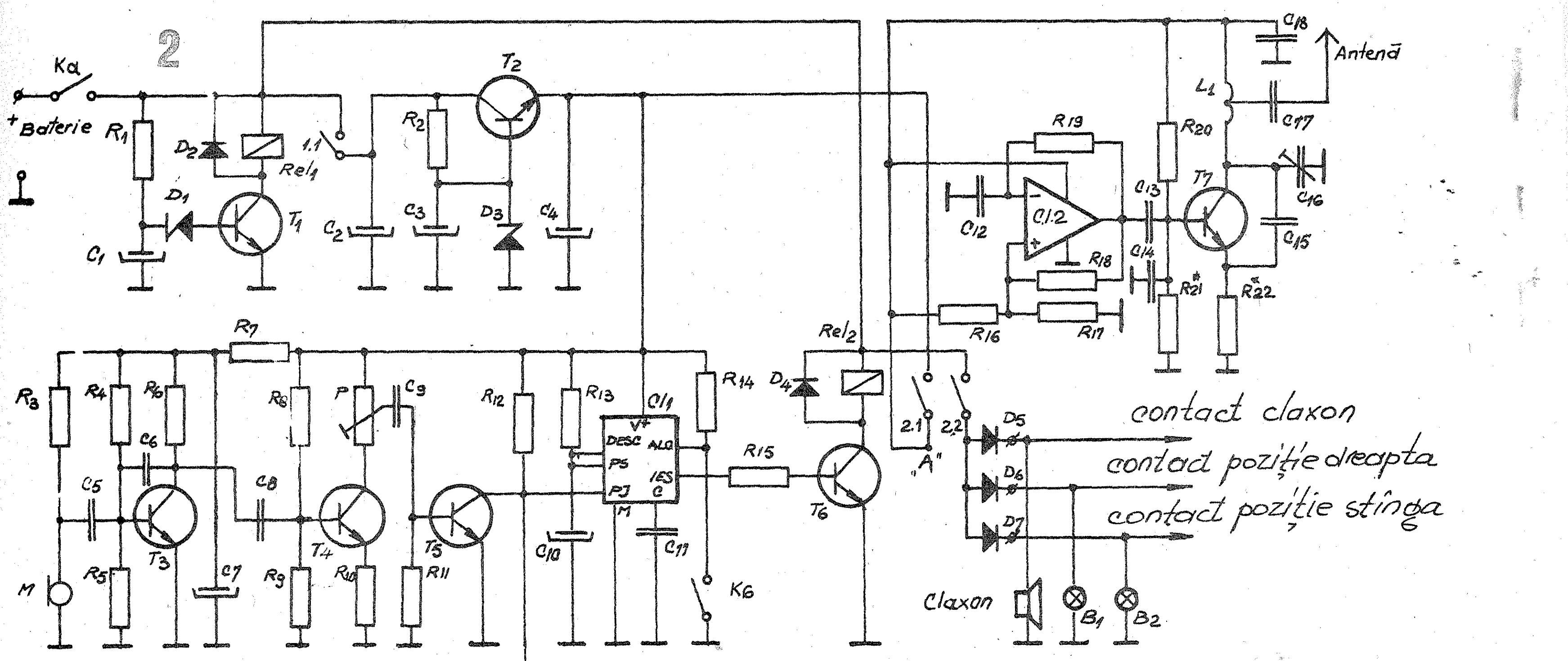
Grupul R2 — T1 formează o buclă închisă de reacție pozitivă împreună cu dioda Zener D1 și rezistența de polarizare R3. În același timp, R2 și T1 formează o buclă închisă de reacție negativă cu divizorul rezistiv R4, R5. Efectul reacției pozitive este predominant atît timp cît poarta neinversoare primește potențialul U4, iar poarta inversoare $U4 \cdot \frac{R5}{R4 + R5}$. Cînd tensiunea la poarta inversoare depășește tensiunea aplicată pe poarta neinversoare, A1 nu mai livrează curent în baza lui T1 prin R2, ceea ce conduce la micșorarea tensiunii de la pinul 4 (U4).

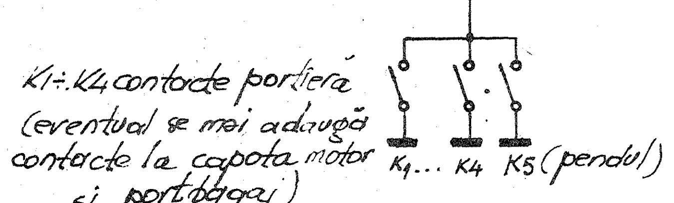
În echilibru se ajunge la relația

$$U4 = U_{Zener} \cdot \frac{R4 + R5}{R5}$$

Prin experimentare practică s-a stabilit U4 = 10 V, testele arătînd că această valoare s-a păstrat nemodificată pentru o tensiune de alimentare cuprinsă în intervalul de la 15 la 28 Vc.c. Montajul poate susține un consum de cca 30 mA, suficient pentru alimentarea divizoarelor rezistive și chiar pentru circuitele de control sau alte circuite construite cu A.O. libere din capsula C.I.







rea unor condensatoare cu pierderi minime. Personal am utilizat condensatoare cu tantal, de tip picătură, cu tensiunea de lucru de 35 Vcc.

Amplificatorul de microfon solicită un singur reglaj, al sensibilității, care se face din P1. Se va urmări ca releul Rel2 să intre în funcțiune numai la lovirea caroseriei sau a geamurilor autoturismului, evitîndu-se declanșarea alarmelor false, generate de zgomote prea puternice ce se pot produce în jurul mașinii.

Reglarea oscilatorului de RF se face astfel:

— se pornește radioreceptorul de ascultare (de veghe), se comută pe gama de unde ultrascurte și se caută o porțiune unde nu se află posturi de radiodifuziune;

— se alimentează schema în punctul „A" cu tensiune preluată din blocul stabilizator;

— se adună sau se răsfiră spirele bobinei L1 pînă cînd în difuzorul receptorului se aude semnalul modulatorului cu frecvența de aproximativ 1 kHz;

— se ecranează montajul, urmînd ca deviația de frecvență ce va rezulta să fie corectată din C16, asupra căruia se va acționa printr-un orificiu prevăzut special în carcasa metalică;

— cutia metalică se pune la masă într-un singur punct, cît mai aproape de C18;

— pentru reducerea efectului capacitiv, recomand montarea lui C16 cu rotorul la masă. Toate reglajele se vor efectua cu o șurubelniță din plastic, iar receptorul va fi plasat la o distanță de cel puțin 10 m, cu volumul la maximum.

Dacă montajul a fost corect executat, iar reglajele au fost bine făcute, legătura radio este stabilă și foarte puternică, pînă la o distanță de 300 m în „vizibilitate" directă, distanță mai mult decît suficientă pentru situații obișnuite.

Punerea în funcțiune se face acționînd comutatorul Ka care alimentează linia de întîrziere, ce pune, la rîndul ei, sub tensiune, după aproximativ 7 secunde, sistemul de alarmă, asigurînd starea de veghe. De remarcat faptul că, indiferent dacă ușa a rămas deschisă sau nu, după timpul prestabilit alarma se oprește automat. În cazul în care toate portierele rămîn închise după o tentativă de efracție, sistemul reintră automat în starea de veghe.

Inhibarea alarmei se face din afara autoturismului, prin comutatorul K6, care pune la masă pinul ALO al C.I.555. Modalitatea realizării acestui comutator (comandă infraroșu, senzor magnetic, întrerupător) o las pe seama fanteziei constructorilor amatori.

În ceea ce privește radiorecepția, se poate construi un receptor superreacție în gama de unde ultrascurte cu acord fix, sau se poate utiliza orice radioreceptor industrial, în acest ultim caz preferîndu-se un model echipat cu circuit muting. În lipsă se poate folosi un receptor obișnuit, acordat pe frecvența emițătorului și lăsat pornit la un volum moderat, astfel încît zgomotul de fond să fie sesizat cît mai puțin.

Acest sistem de alarmă este perfectibil, dar și în această variantă rezultatele obținute au fost excelente.

Lista de componente

R1 = 470 kΩ; R2 = 100 kΩ; R3 = 82 kΩ; R4 = 1,2 MΩ; R5 = 270 kΩ; R6 = 3,3 kΩ; R7 = 39 kΩ; R8 = 1,2 MΩ; R9 = 270 kΩ; R10 = 100 Ω; R11 = 22 kΩ; R12 = 10 kΩ; R13 = 560 kΩ; R14 = 10 kΩ; R15 = 2,2 kΩ; R16 = R17 = R18 = R19 = 100 kΩ; R20 = 20 kΩ; R21* = 150 kΩ; R22* = 220 Ω.

C1= 100 µF; C2 = 100 µF; C3 = 100 µF; C4 = 22 µF; C5 = 1 nF; C6 = 330 pF; C7 = 10 µF; C8 = 10 nF; C9 = 47 nF; C10 = 100 µF; C11 = C12 = C13 = 10 nF; C14 = 4,7 nF; C15 = 10—22 pF; C16 = 3—15 pF; C17 = 150 pF; C18 = 0,1 µF (plachetă).

T1 = BC107; T2 = BD237; T3 = BC107; T4 = BC107; T5 = BC107; T6 = BD135; T7 = 2N3375.

D1 = PL8V2Z; D2 = 1N4001; D3 = PL9V1Z; D4 = 1N4001, D5 = D6 = D7 = 6DRR4.

C.I.1 = βE555; C.I.2 = βA741.

BIBLIOGRAFIE:

„Circuite integrate liniare". Manual de utilizare, volumul 3; Colecția revistei „Tehnium"

INDICATOR DE NIVEL

Ing. BARBU POPESCU

Incintele acustice „RESPROM—80" produse în Bulgaria sînt echipate cu un indicator de nivel (VU-metru) simplu și eficient.

Particularitatea montajului, a cărui schemă este prezentată în figură, constă în aceea că este alimentat chiar din semnalul audio aplicat la bornele incintei acustice.

Semnalul audio primit la intrare este redresat de puntea redresoare și prin intermediul potențiometrului (semireglabil) P este aplicat circuitului de comandă a diodelor electroluminescente D1—D6, circuit realizat cu tranzistoarele T1—T6 și rezistențele R2—R19.

Tranzistoarele T1—T6 îndeplinesc rolul de comutatoare electronice acționate de semnalul audio redresat; pragul de acționare depinde de nivelul semnalului audio și de valoarea rezistențelor conectate în circuitul de bază al fiecărui tranzistor.

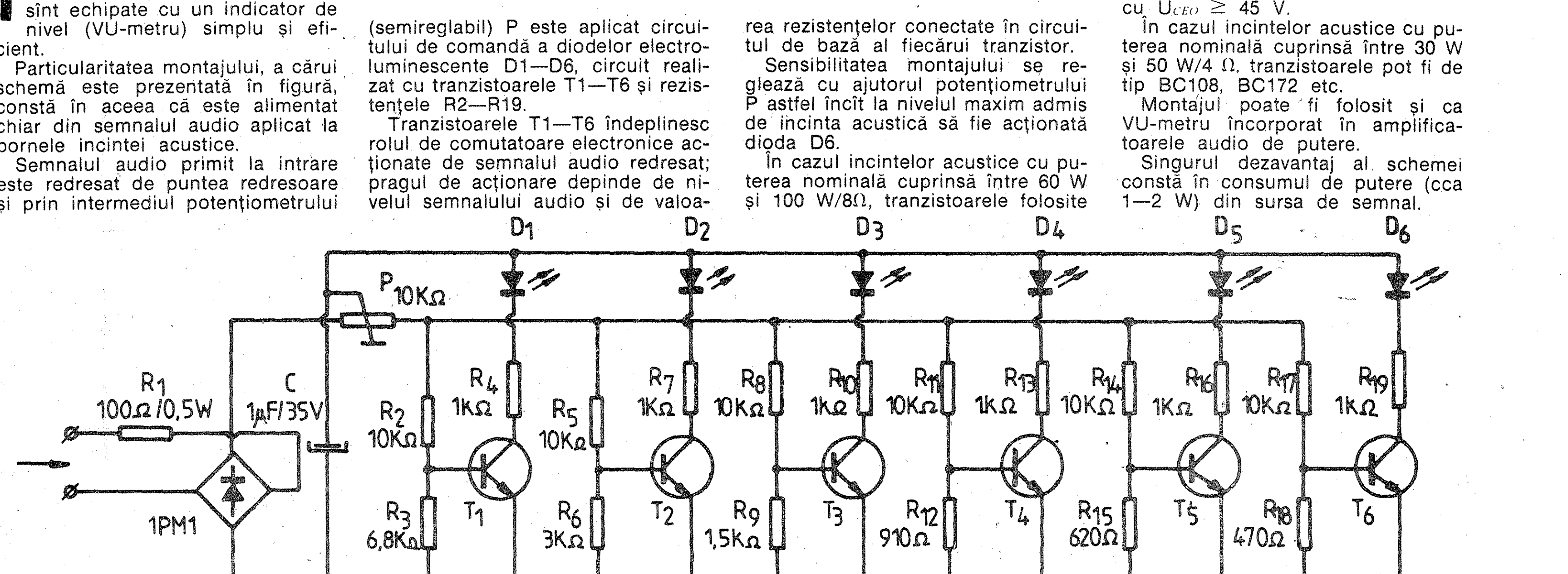
Sensibilitatea montajului se reglează cu ajutorul potențiometrului P astfel încît la nivelul maxim admis de incinta acustică să fie acționată dioda D6.

În cazul incintelor acustice cu puterea nominală cuprinsă între 60 W și 100 W/8Ω, tranzistoarele folosite vor fi de tip BC107, BC171, BC174, cu $U_{CEO} \geq 45$ V.

În cazul incintelor acustice cu puterea nominală cuprinsă între 30 W și 50 W/4 Ω, tranzistoarele pot fi de tip BC108, BC172 etc.

Montajul poate fi folosit și ca VU-metru încorporat în amplificatoarele audio de putere.

Singurul dezavantaj al schemei constă în consumul de putere (cca 1—2 W) din sursa de semnal.



TERMOREGULATOR

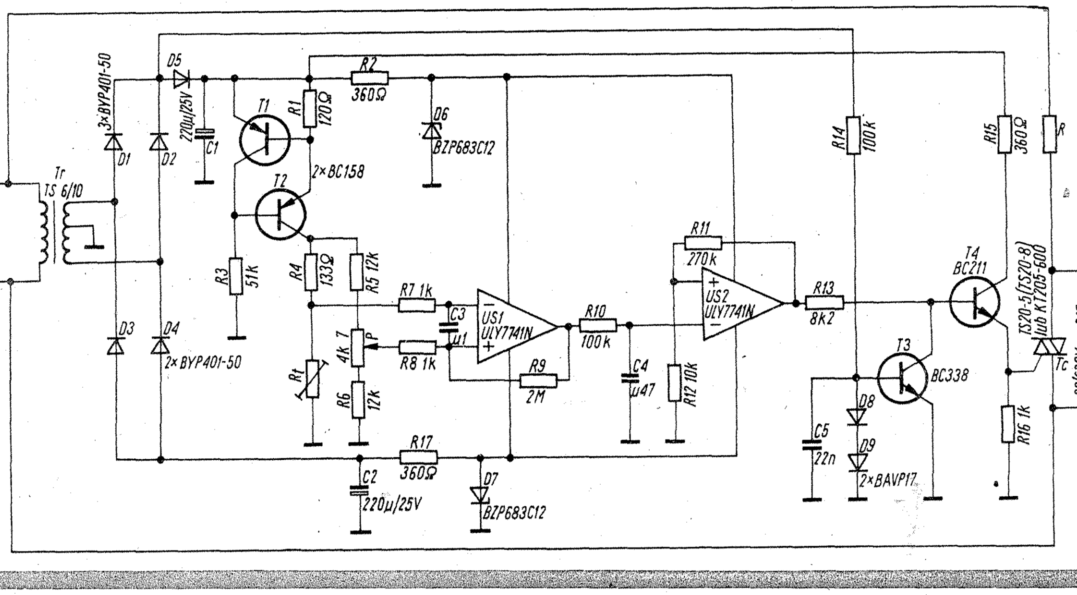
Elementul traductor de temperatură este un termistor cu valoarea de aproximativ 100 Ω la 20°C.

Plaja de lucru a montajului este cuprinsă între 0—160°C, stabilizarea fiind de ±0,5°C.

Elementul încălzitor R este comandat de un triac.

Punctul de lucru se stabilește din potențiometrul P1.

RADIOELEKTRONIK, 11/1991



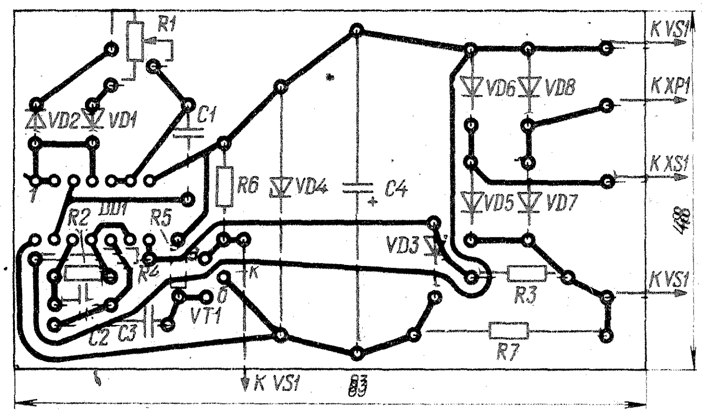
REGULATOR DE TENSIUNE

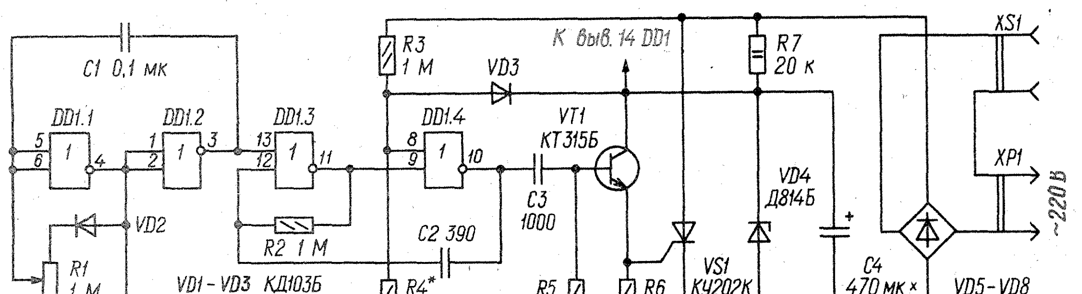
Montajul comandă alimentarea din rețea a unui consumator de maximum 200 W. În montaj apar două oscilatoare: primul, format din porțile 1 și 2, generează impulsuri cu frecvența de aproximativ 5 Hz, iar al doilea generator (porțile 3—4) impulsuri cu frecvența de cîțiva kilohertzi.

Impulsurile de 5 Hz au o durată variabilă comandată din R1.

Impulsurile de la terminalul 10 sînt diferențiate prin grupul C3—R5 și cu ele se comandă tranzistorul VT1, respectiv deschiderea tiristorului.

RADIO, 2/1991





MICROFON EMIȚĂTOR

Schema reprezintă o instalație miniaturizată ce permite transmiterea semnalului obținut de la un microfon unui radioreceptor prin intermediul unui emițător.

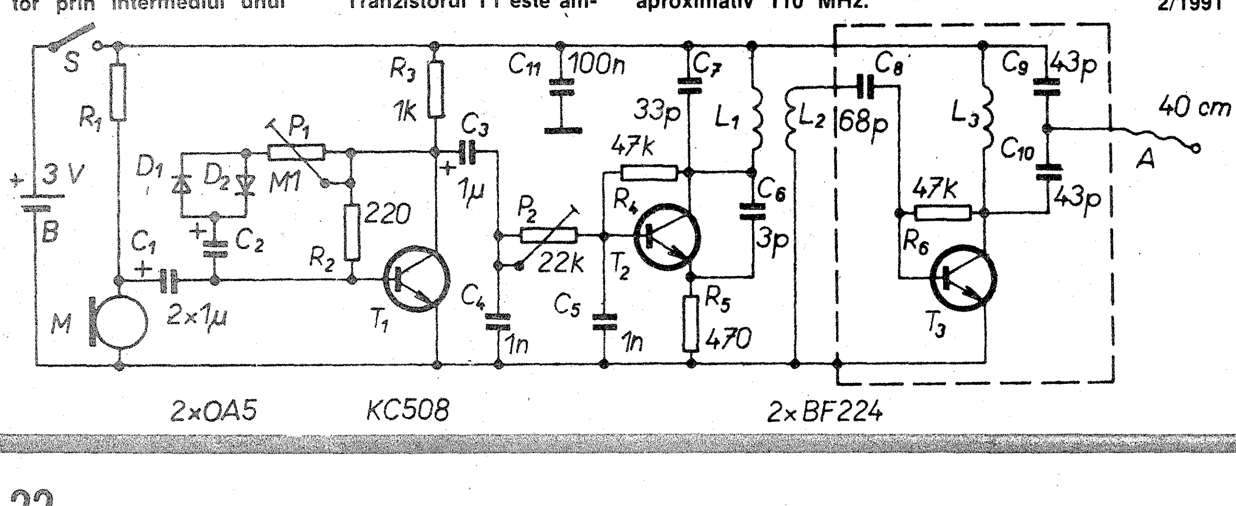
Microfonul emițător se montează într-o mică cutie și se alimentează cu 3 V.

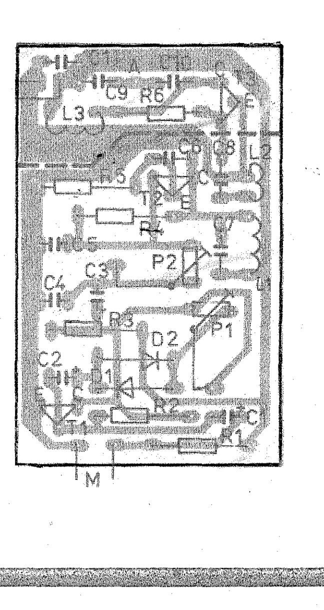
Tranzistorul T1 este amplificator AF, tranzistorul T2 este oscilator modulat, iar tranzistorul T3 formează etajul final RF. Montajul lucrează pe aproximativ 110 MHz.

Bobina L1 are 6 spire, bobina L2 are 3 spire, iar L3 are 7 spire, toate cu diametrul de 4 mm. Sîrma folosită este CuEm 0,4.

Antena este un fir flexibil lung de 30—40 cm.

AMATÉRSKÉ RADIO, 2/1991





OMOLOGAREA INDIVIDUALĂ A VEHICULELOR

Dr. ing. MIHAI STRATULAT

Era evident pentru oricine privea traficul rutier din România că străzile noastre se populau tot mai mult cu automobile a căror stare era mai mult decît îndoielnică, dacă o raportăm la nivelul automobilului vest-european. Tendința de a procura mașini ieftine din țările occidentale a amplificat în ultimii doi ani prezența autovehiculelor cu performanțe și stare tehnică precare. Firește, intervenția unui organism de asanare a circulației, cu efecte asupra securității traficului și a protecției mediului, era strict necesară. Tocmai în acest sens, nou înființatul Registru Auto Român (R.A.R.) a fost împuternicit să stabilească prescripții tehnice obligatorii pentru înscrierea în circulație a autovehiculelor aduse din străinătate, a celor modificate sau bricolate și chiar a celor nou fabricate. Omologările acestor vehicule (automobile și remorci) se fac la sediul central al R.A.R. sau la filialele județene, care eliberează așa-numita „carte de identitate a vehiculului".

Vehiculele care se supun omologării pentru admiterea în circulație pe drumurile publice, fie că este vorba de omologare de tip sau individuală, trebuie să satisfacă unele cerințe tehnice minimale: să nu fie fabricate cu mai mult de opt ani vechime; să fie echipate cu volan pe partea stîngă; să respecte prescripțiile legale privind sarcinile maxime pe axe și gabaritul maxim ale tipului respectiv de vehicul și să aibă inscripții de omologare pe următoarele repere: faruri, oglinzi retrovizoare, geamuri, catadioptri, jante, pneuri și cuplajul pentru remorcă.

Vehiculelor supuse omologării individuale (adică acelora care sînt importate, produse industrial într-o serie mai mică de zece bucăți, a celor bricolate și celor modificate) li se mai impun următoarele condiții:

- geamurile trebuie să fie confecționate din sticlă securizată, iar parbrizele din material duplex, toate fiind inscripționate cu marca producătorului;
- centurile de siguranță, elementele echipamentului de iluminare și semnalizare, ca și cuplajul remorcii și priza electrică a sa, trebuie să fie de un tip omologat;
- vitezometrul să funcționeze corect, fără abateri mai mari de (0,1 V + 4) km/h, pozitive.
- scaunul șoferului să fie reglabil și să se poată bloca;
- autovehiculul să fie prevăzut cu dispozitiv de remorcare pentru cazuri de pană;
- autovehiculul și remorca să fie prevăzute cu roata de rezervă și să aibă aplicată eticheta fabricantului.

Pe lîngă îndeplinirea acestor condiții, vehiculele sînt supuse unor încercări care să ateste că ele satisfac cerințele legale impuse de normele de securitate a circulației și cele de protecție a mediului. Prin aceste probe se constată, în primul rînd, dacă mașina este conformă cu tipul de vehicul definit prin specificația tehnică sau cartea de identitate. Apoi se verifică sarcina pe axe, dimensiunile de gabarit, eficacitatea echipamentului de frînare și a celui de direcție, precum și siguranța acestora, nivelul poluării sonore, emisiile de noxe, starea și reglajele instalației de iluminare și semnalizare, starea elementelor suspensiei, a anvelopelor, jantelor și a caroseriei și cadrului.

În cazuri speciale, R.A.R. mai poate supune vehiculele și altor testări pe care le consideră oportune pentru a garanta respectarea tuturor cerințelor impuse de securitatea traficului și protecția mediului.

Condiționări exprese sînt cerute autovehiculelor mixte, adică cele care sînt destinate atît transportului de mărfuri, cît și de persoane. Pentru omologarea acestora se cere ca suprafața destinată pasagerilor să fie de cel puțin 50% din suprafața utilă și să aibă posibilități de comunicare directă între șofer și pasageri. Spațiul destinat pasagerilor să fie prevăzut cu cel puțin două uși și două ferestre (care să nu fie amplasate pe aceeași parte a caroseriei), iar între spațiul rezervat pasagerilor și cel rezervat mărfurilor să existe o separare care să garanteze protecția persoanelor, al căror număr nu poate depăși opt.

Vehiculul în ansamblu trebuie să îndeplinească anumite condiții de gabarit și mase ale căror valori depind în primul rînd de tip. Este avută aici în vedere și repartiția masei pe axele vehiculului la toate tipurile de construcții.

Și pentru subansamblurile vehiculelor se impun condiții specifice minimale de construcție și performanțe, asupra cărora vom reveni cu detalieri și date concrete în numerele viitoare, pentru ca cei ce se prezintă la R.A.R. pentru omologare să știe ce cerințe trebuie să îndeplinească vehiculul supus verificărilor tehnice.

Vehiculele care sînt realizate pe cale artizanală sînt supuse unor controale mai amănunțite ce urmăresc să evidențieze calitatea subansamblurilor, să verifice existența omologării reperelor pentru care aceasta este obligatorie (menționate mai sus), precum și calitatea montajelor. Structura mașinii se înregistrează ca atare într-un certificat de omologare ce atestă compunerea primară a vehiculului, împiedicînd astfel modificarea nelegală ulterioară a construcției sale.

MINISTERUL TRANSPORTURILOR

REGISTRUL AUTO ROMAN

București, calea Griviței nr.393, sector 1
telefon 66.31.70, 65.55.20, telefax 12.85.53

CERTIFICAT NR. ______

DE

OMOLOGARE INDIVIDUALA

PENTRU

CIRCULATIE

PE DRUMURILE PUBLICE

emis în baza HGR 426/91; 594/91; 768/91

Deținător	
Adresa	
Marca autovehiculului	
Tipul autovehiculului	
Categoria autovehiculului	
Numărul de omologare	
Serie șasiu/caroserie	
Serie motor	

Autovehiculul corespunde "Condițiilor tehnice pentru vehicule rutiere în vederea admiterii în circulație pe drumurile publice" și reglementărilor privind masele și gabaritele maxime admise pentru circulația pe drumurile publice.

CARTEA DE IDENTITATE A VEHICULULUI

1 Detinatorul	
Data nasterii (Nr.Reg.Com.) Adresa	
AUTENTIFICAREA DETINERII	Numarul de inmatriculare
Nr. data	Data inmatricularii
Semnatura si stampila	Semnatura si stampila
2 Detinatorul	
Data nasterii (Nr.Reg.Com.) Adresa	
AUTENTIFICAREA DETINERII	Numarul de inmatriculare
Nr. data	Data inmatricularii
Semnatura si stampila	Semnatura si stampila
3 Detinatorul	
Data nasterii (Nr.Reg.Com.) Adresa	
AUTENTIFICAREA DETINERII	Numarul de inmatriculare
Nr. data	Data inmatricularii
Semnatura si stampila	Semnatura si stampila

Redactor-șef: ing. I. MIHĂESCU
Secretar general de redacție: fiz. ALEX. MĂRCULESCU
Redactori: K. FILIP, ing. M. CODÂRNAI
Secretariat: M. PAUN
Corectură: V. STAN
Grafică: I. IVAȘCU

Administrația: Editura „Presa Națională" S.A.

Tiparul executat la Imprimeria „Coresi" București

INDEX 44212

CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA PRIN „ROMPRESFILATELIA" — SECTORUL EXPORT—IMPORT PRESA P.O.BOX 12—201, TELEX 10376, PRSFIR BUCUREȘTI, CALEA GRIVIȚEI NR. 64—66.

AS 15201

Amplificatorul AS 15201, produs ELECTROMUREȘ, este stereofonic, acceptînd semnal de la magnetofon, picup sau tuner și asigurînd o putere de 2 x 15 W, într-o gamă de frecvență cuprinsă între 63 Hz și 8 000 Hz, cu un coeficient de distorsiuni mai mic de 1%.

